

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-330599
 (43)Date of publication of application : 15.11.2002

(51)Int.CI. H02P 6/18
 G11B 19/28

(21)Application number : 2002-055923 (71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
 (22)Date of filing : 01.03.2002 (72)Inventor : GOTO MAKOTO

(30)Priority

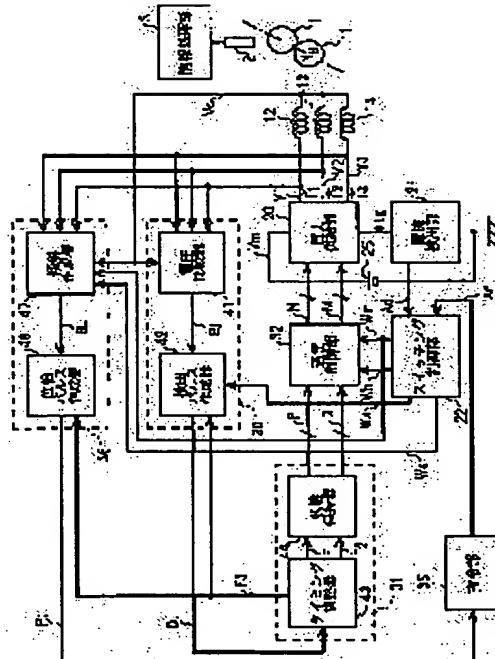
Priority number : 2001057745 Priority date : 02.03.2001 Priority country : JP

(54) MOTOR AND DISK DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a motor with high electric power efficiency and a disk device, which makes a highly accurate rotating-speed control in a prescribed direction without using a position-detecting element.

SOLUTION: The disk device has a power transistor in a power supply part to rotatably drive its disk; a detected pulse signal D_t is outputted, by a voltage detection part responding to the terminal voltage of a coil; the energized span of the power transistor is controlled by an energizing operation block; a gradient-voltage signal, intermittently responding to the voltage difference between one of power-supply-terminal voltages of the three-phase coil and the common terminal voltage and having a prescribed voltage gradient, is generated by a gradient-generating device; a phase-pulse signal P_t is outputted, responding to the compared result of the gradient-voltage signal with a prescribed criterion voltage, by a phase-pulse-generating device; an instruction signal, which controls the rotating speed of the rotor and the disk with the phase-pulse signal P_t , is generated by an instruction part; and at least one power transistor is on-off operated with high-frequency switching, by a switching-operation block, responding to the instruction signal.



THIS PAGE BLANK (USPTO)

(51) Int.Cl'

H 02 P 6/18
G 11 B 19/28

識別記号

F I

G 11 B 19/28
H 02 P 6/02テマコード(参考)
B 5 D 1 0 9
3 7 1 S 5 H 5 6 0

審査請求 未請求 請求項の数40 O L (全 44 頁)

(21) 出願番号 特願2002-55923(P2002-55923)
 (22) 出願日 平成14年3月1日(2002.3.1)
 (31) 優先権主張番号 特願2001-57745(P2001-57745)
 (32) 優先日 平成13年3月2日(2001.3.2)
 (33) 優先権主張国 日本 (JP)

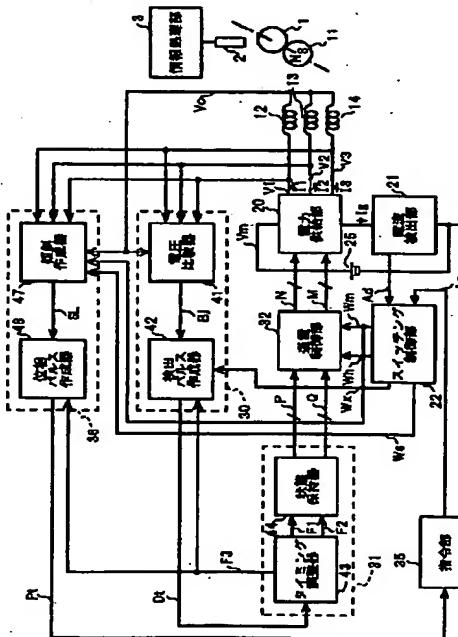
(71) 出願人 000005821
松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地
 (72) 発明者 後藤 賢
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内
 (74) 代理人 100062926
弁理士 東島 隆治
F ターム(参考) 5D109 KA20 KB05 KB06 KD08 KD38
KD45
5H560 AA04 BB04 BB07 BB12 DA13
DB20 DC01 DC12 EB01 JJ02
SS01 TT07 UA06 XA12 XA15

(54) 【発明の名称】 モータとディスク装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 位置検出素子を用いないで所定方向に高精度に回転速度制御する、電力効率の良いモータおよびディスク装置を提供する。

【解決手段】 ディスクを回転駆動する電力供給部のパワートランジスタを有し、電圧検出部がコイルの端子電圧に応動した検出パルス信号D tを出力し、通電動作ブロックがパワートランジスタの通電区間を制御し、傾斜作成器が3相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号であって、所要の電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成し、位相パルス作成器が傾斜電圧信号を所定の基準電圧の比較結果に応動して位相パルス信号P tを出力し、指令部が位相パルス信号P tによりロータおよびディスクの回転速度を制御する指令信号を作成し、スイッチング動作ブロックが指令信号に応動して少なくとも1個のパワートランジスタをオン・オフの高周波スイッチング動作させるよう構成されている。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、
ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、
直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、
前記電圧供給手段の第1の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第1のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第2の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第2のパワートランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、
前記Q相のコイルの端子電圧に応動した検出パルス信号を作成する電圧検出手段と、
前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、
前記電圧検出手段の検出パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、
前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、
前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、
を具備するモータであって、
前記通電制御手段は、前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、
前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、
前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成されたモータ。
【請求項 2】 前記傾斜作成手段は、電力供給端子電圧の一つを前記状態遷移手段の動作に応動して選択し、選択された前記電力供給端子電圧と前記共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動した前記傾斜電圧信号を作成するよ

う構成した請求項1に記載のモータ。

【請求項 3】 前記傾斜作成手段は、前記コンデンサ素子と、前記サンプリング期間において前記電力供給端子電圧の一つと前記共通端子電圧の電圧差に応動したサンブル電圧を前記コンデンサ素子の端子に間欠的に得るサンプリング手段と、前記電圧傾斜を作成するために前記コンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項1または請求項2のいずれかに記載のモータ。

【請求項 4】 前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項1から請求項3のいずれかに記載のモータ。

【請求項 5】 前記状態遷移手段は、前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来から第1の調整時間後に前記保持状態を第1の状態から第2の状態に変化させ、前記検出パルス信号の到来から第2の調整時間（第2の調整時間>第1の調整時間）後に前記保持状態を前記第2の状態から第3の状態にさらに変化させる手段を含んで構成された請求項1から請求項4のいずれかに記載のモータ。

【請求項 6】 前記状態遷移手段は、前記第1の調整時間と前記第2の調整時間を前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来間隔に応動して変化させる手段を含んで構成された請求項5に記載のモータ。

【請求項 7】 前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧を合成して前記共通端子電圧を得るよう構成した請求項1から請求項6のいずれかに記載のモータ。

【請求項 8】 界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、
ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、
直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、
前記電圧供給手段の第1の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第1のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第2の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第2のパワートランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、
前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、
前記位相検出手段の位相パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、
前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の

第2のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、

前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、

前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、

を具備するモータであって、

前記通電制御手段は、前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、

前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、

前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成されたモータ。

【請求項9】 前記傾斜作成手段は、電力供給端子電圧の一つを前記状態遷移手段の動作に応動して選択し、選択された前記電力供給端子電圧と前記共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動した前記傾斜電圧信号を作成するよう構成した請求項8に記載のモータ。

【請求項10】 前記傾斜作成手段は、前記コンデンサ素子と、前記サンプリング期間において前記電力供給端子電圧の一つと前記共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧を前記コンデンサ素子の端子に間欠的に得るサンプリング手段と、前記電圧傾斜を作成するために前記コンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項8または請求項9のいずれかに記載のモータ。

【請求項11】 前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項8から請求項10のいずれかに記載のモータ。

【請求項12】 前記状態遷移手段は、前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来から第1の調整時間後に前記保持状態を第1の状態から第2の状態に変化させ、前記検出パルス信号の到来から第2の調整時間(第2の調整

時間>第1の調整時間)後に前記保持状態を前記第2の状態から第3の状態にさらに変化させる手段を含んで構成された請求項8から請求項11のいずれかに記載のモータ。

【請求項13】 前記状態遷移手段は、前記第1の調整時間と前記第2の調整時間を前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来間隔に応動して変化させる手段を含んで構成された請求項12に記載のモータ。

【請求項14】 前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧を合成して前記共通端子電圧を得るよう構成した請求項8から請求項13のいずれかに記載のモータ。

【請求項15】 界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、

Q相(ここに、Qは3以上の整数)のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、

複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、

前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、

前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、

を具備するモータであって、

前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、

前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、

前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号に応動した前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成されたモータ。

【請求項16】 前記傾斜作成手段は、前記コンデンサ素子と、前記サンプリング期間において前記電力供給端子電圧の一つと前記共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧を前記コンデンサ素子の端子に間欠的に得る

サンプリング手段と、前記電圧傾斜を作成するために前記コンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項15に記載のモータ。

【請求項17】 前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項15または請求項16のいずれかに記載のモータ。

【請求項18】 界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、

Q相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、

複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、

前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、

前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、

を具備するモータであって、

前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、

前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、

前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動した第1の電圧信号を第1のコンデンサ素子の端子に生成し、サンプリング期間において前記Q相のコイルの共通端子電圧に間欠的に応動した第2の電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の所要の期間において実質的に電圧傾斜を有する前記第2の電圧信号を第2のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成されたモータ。

【請求項19】 前記傾斜作成手段は、前記第1のコンデンサ素子と前記第2のコンデンサ素子を有するコンデンサ手段と、前記電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動した第1のサンプル電圧を前記第1の電圧信号として

前記第1のコンデンサ素子の端子に作成する第1のサンプリング手段と、前記サンプリング期間において前記共通端子電圧に間欠的に応動した第2のサンプル電圧を前記第2のコンデンサ素子の端子に作成する第2のサンプリング手段と、前記第2の電圧信号の前記電圧傾斜を作成するために前記第2のコンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項18に記載のモータ。

【請求項20】 前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項18または請求項19のいずれかに記載のモータ。

【請求項21】 少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、

少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、または、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、

ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、

直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、

前記電圧供給手段の第1の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第1のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第2の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第2のパワートランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動した検出パルス信号を作成する電圧検出手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、

前記電圧検出手段の検出パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、

前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、

前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、

前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動してスイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するディスク装置であって、

前記通電制御手段は、前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段とを含んで構成されたディスク装置。

【請求項22】前記傾斜作成手段は、電力供給端子電圧の一つを前記状態遷移手段の動作に応動して選択し、選択された前記電力供給端子電圧と前記共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動した前記傾斜電圧信号を作成するよう構成した請求項21に記載のディスク装置。

【請求項23】前記傾斜作成手段は、前記コンデンサ素子と、前記サンプリング期間において前記電力供給端子電圧の一つと前記共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧を前記コンデンサ素子の端子に間欠的に得るサンプリング手段と、前記電圧傾斜を作成するために前記コンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項21または請求項22のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項24】前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項21から請求項23のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項25】前記状態遷移手段は、前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来から第1の調整時間後に前記保持状態を第1の状態から第2の状態に変化させ、前記検出パルス信号の到来から第2の調整時間（第2の調整時間>第1の調整時間）後に前記保持状態を前記第2の状態から第3の状態にさらに変化させる手段を含んで構成された請求項21から請求項24のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項26】前記状態遷移手段は、前記第1の調整時間と前記第2の調整時間を前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来間隔に応動して変化させる手段を含んで構成された請求項25に記載のディスク装置。

【請求項27】前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧を合成して前記共通端子電圧を得

るよう構成した請求項21から請求項26のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項28】少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、

少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、または、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、

ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、

直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、

前記電圧供給手段の第1の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第1のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第2の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第2のパワートランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、

前記位相検出手段の位相パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、

前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、

前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、

を具備するディスク装置であって、

前記通電制御手段は、前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、

前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、

前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成

されたディスク装置。

【請求項 29】 前記傾斜作成手段は、電力供給端子電圧の一つを前記状態遷移手段の動作に応動して選択し、選択された前記電力供給端子電圧と前記共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動した前記傾斜電圧信号を作成するよう構成した請求項 28 に記載のディスク装置。

【請求項 30】 前記傾斜作成手段は、前記コンデンサ素子と、前記サンプリング期間において前記電力供給端子電圧の一つと前記共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧を前記コンデンサ素子の端子に間欠的に得るサンプリング手段と、前記電圧傾斜を作成するために前記コンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項 28 または請求項 29 のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項 31】 前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項 28 から請求項 30 のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項 32】 前記状態遷移手段は、前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来から第 1 の調整時間後に前記保持状態を第 1 の状態から第 2 の状態に変化させ、前記検出パルス信号の到来から第 2 の調整時間（第 2 の調整時間 > 第 1 の調整時間）後に前記保持状態を前記第 2 の状態から第 3 の状態にさらに変化させる手段を含んで構成された請求項 28 から請求項 31 のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項 33】 前記状態遷移手段は、前記第 1 の調整時間と前記第 2 の調整時間を前記電圧検出手段の検出パルス信号の到来間隔に応動して変化させる手段を含んで構成された請求項 32 に記載のディスク装置。

【請求項 34】 前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧を合成して前記共通端子電圧を得るよう構成した請求項 28 から請求項 33 のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項 35】 少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、

少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、または、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段

から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、

前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、

前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、

前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、

を具備するディスク装置であって、

前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、

前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、

前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号に応動した前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成されたディスク装置。

【請求項 36】 前記傾斜作成手段は、前記コンデンサ素子と、前記サンプリング期間において前記電力供給端子電圧の一つと前記共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧を前記コンデンサ素子の端子に間欠的に得るサンプリング手段と、前記電圧傾斜を作成するために前記コンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項 35 に記載のディスク装置。

【請求項 37】 前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項 35 または請求項 36 のいずれかに記載のディスク装置。

【請求項 38】 少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、

少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、または、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、

ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するディスク装置であって、前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動した第1の電圧信号を第1のコンデンサ素子の端子に生成し、サンプリング期間において前記Q相のコイルの共通端子電圧に間欠的に応動した第2の電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の所要の期間において実質的に電圧傾斜を有する前記第2の電圧信号を第2のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成されたディスク装置。

【請求項39】 前記傾斜作成手段は、前記第1のコンデンサ素子と前記第2のコンデンサ素子を有するコンデンサ手段と、前記電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動した第1のサンプル電圧を前記第1の電圧信号として前記第1のコンデンサ素子の端子に作成する第1のサンプリング手段と、前記サンプリング期間において前記共通端子電圧に間欠的に応動した第2のサンプル電圧を前記第2のコンデンサ素子の端子に作成する第2のサンプリング手段と、前記第2の電圧信号の前記電圧傾斜を作成するために前記第2のコンデンサ素子を充電する充電手段と、を含んで構成された請求項38に記載のディスク装置。

【請求項40】 前記スイッチング動作手段は、前記電圧供給手段から前記Q相のコイルへの合成供給電流に応

動した電流検出信号を作成する電流検出手段と、前記電流検出信号と前記指令信号に応動した前記スイッチングパルス信号を作成するスイッチング制御手段と、を含んで構成された請求項38または請求項39のいずれかに記載のディスク装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、モータおよびモータを含んで構成されたディスク装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、OA機器やAV機器の駆動用モータとして、複数個のトランジスタにより電子的に電流路を切り換えるモータが広く使用されている。光ディスク装置（DVD装置、CD装置、等）や磁気ディスク装置（HDD装置、FDD装置、等）などのディスク装置では、このようなモータを含んで構成されている。図35に従来のモータを示し、その動作について説明する。ロータ2011は永久磁石による界磁部を有し、位置検出器2041はロータ2011の界磁部の磁界を3個の位置検出素子で検出する。すなわち、ロータ2011の回転に応動した3個の位置検出素子の3相の出力信号から、位置検出器2041は2組の3相の電圧信号Kp1, Kp2, Kp3とKp4, Kp5, Kp6を作成する。第1の分配器2042は電圧信号Kp1, Kp2, Kp3に応動した3相の下側信号Mp1, Mp2, Mp3を作成し、下側のNPN型パワートランジスタ2021, 2022, 2023の通電を制御する。第2の分配器2043は電圧信号Kp4, Kp5, Kp6に応動した3相の上側信号Mp4, Mp5, Mp6を作成し、上側のPNP型パワートランジスタ2025, 2026, 2027の通電を制御する。これにより、コイル2012, 2013, 2014に3相の駆動電圧を供給する。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 この従来の構成では、パワートランジスタにおける電力損失が大きく、モータの電力効率が著しく悪かった。NPN型パワートランジスタ2021, 2022, 2023およびPNP型パワートランジスタ2025, 2026, 2027は、3個の位置検出素子の出力信号に応動して、そのエミッターエレクタ間の電圧をアナログ的に制御し、コイル2012, 2013, 2014に必要な振幅の駆動電圧を供給している。各パワートランジスタの残留電圧が大きく、残留電圧とコイルへの駆動電流の積によって大きな電力損失・発熱が生じていた。その結果、モータの電力効率が悪く、ディスク装置の電力消費は大きかった。また、ディスク装置の電力損失・発熱によりディスクの温度上昇が大きく、ディスクへの情報記録・再生においてピット誤りを生じることも多かった。

【0004】 米国特許第5,982,118号明細書に

は、2個のセンサ出力を用いてパワートランジスタをPWM動作（PWM：パルス幅変調）させ、消費電力を小さくしたモータが記載されている。しかし、上述の図3-5に示した従来例および米国特許第5,982,118号明細書のモータ構成では、ロータの回転位置を検出する3個または2個の位置検出素子を含んでいるため、位置検出素子を取り付けるスペースや配線等が煩雑であり、コストアップを生じていた。米国特許第5,122,715号明細書や米国特許第5,473,232号明細書に、コイルの端子電圧を検出し、検出タイミングに応動してコイルへの電流路を切り換えるモータが記載されている。米国特許第5,122,715号明細書のモータ構成では、通電幅が120度であり、振動・騒音が大きくなっている。また、スイッチングレギュレータを用いた複雑な構成になっている。米国特許第5,473,232号明細書のモータ構成では、パワートランジスタをPWM動作させて電力損失を低減するようしているが、各パワートランジスタの通電幅が120度であり、振動・騒音が大きくなっている。また、米国特許第5,473,232号明細書のモータ構成では、PWM動作によってコイルの端子電圧の検出タイミングが変動しやすい。そのため、コイルの端子電圧に応動した検出パルスによりロータの速度制御を行った場合に、検出パルスの時間的な変動によりロータの速度変動を引き起こしてしまう。

【0005】HDDなどの磁気ディスク装置やDVDなどの光ディスク装置では、高密度ディスクへの記録・再生動作を安定に行わせるために、速度変動（ジッタ）を極力小さくする必要がある。しかし、パワートランジスタをPWM動作させると、非常に大きな高周波スイッチングノイズが発生し、検出パルスの変動が生じてしまう。そのため、ディスク装置の記録・再生動作の信頼性が著しく劣化するので、パワートランジスタをPWM動作させることは難しかった。本発明の目的は、上記の課題をそれぞれまたは同時に解決したモータおよびディスク装置を提供することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明の構成のモータは、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、前記電圧供給手段の第1の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第1のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第2の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第2のパワートランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した検出パルス信号を作成する電圧検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記電圧検出手

段の検出パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するモータであって、前記通電制御手段は、前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0007】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、モータの発熱は大幅に小さくなる。また、電圧検出手段や状態遷移手段や通電制御手段は、コイルの端子電圧に応動した検出パルス信号を作成し、検出パルス信号に応動してロータを所定方向に回転駆動している。そのため、位置検出素子が不要になり、モータの構成は簡素になる。また、第1のパワートランジスタや第2のパワートランジスタの通電区間は電気角で360/Q度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、振動・騒音の小さなモータになる。また、1個のコンデンサ素子の端子に作成された傾斜電圧信号は、サンプリング期間においてQ相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。これにより、電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差にほぼ正確に対応した傾斜電圧信号を作成できる。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つと共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングして

も良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。傾斜電圧信号は電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動しているので、傾斜作成手段は単一のコンデンサ素子の端子に正確な電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成できる。位相パルス信号は、傾斜電圧信号に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q相のコイルへの電力を制御する。これにより、ロータの回転速度を高精度に制御できる。その結果、消費電力や振動・騒音が小さく、高精度の速度制御を行うモータを低成本に実現できる。

【0008】また、本発明の別の観点のモータは、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、前記電圧供給手段の第1の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第1のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第2の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第2のパワートランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記位相検出手段の位相パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具备するモータであって、前記通電制御手段は、前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの

電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0009】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、モータの発熱は大幅に小さくなる。また、位相検出手段や状態遷移手段や通電制御手段は、コイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成し、位相パルス信号に応動してロータを所定方向に回転駆動している。そのため、位置検出素子が不要になり、モータの構成は簡素になる。また、第1のパワートランジスタや第2のパワートランジスタの通電区間は電気角で360/Q度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、振動・騒音の小さなモータになる。また、1個のコンデンサ素子の端子に作成された傾斜電圧信号は、サンプリング期間においてQ相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。これにより、電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差にはほぼ正確に対応した傾斜電圧信号を作成できる。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つと共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。傾斜電圧信号は電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動しているので、傾斜作成手段は単一のコンデンサ素子の端子に正確な電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成できる。位相パルス信号は、傾斜電圧信号に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q相のコイルへの電力を制御する。これにより、ロータの回転速度を高精度に制御できる。その結果、消費電力や振動・騒音が小さく、高精度の速度制御を行うモータを低

コストに実現できる。

【0010】また、本発明の別の観点のモータは、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、Q相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するモータであって、前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号に応動した前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0011】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、モータの発熱は大幅に小さくなる。また、通電動作手段は、コイルの端子電圧に応動してパワートランジスタの通電区間を制御し、ロータを所定方向に回転駆動している。そのため、位置検出素子が不要になり、モータの構成は簡素になる。また、パワートランジスタの通電区間は電気角で360/Q度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、振動・騒音の小さなモータになる。また、1個のコンデンサ素子の端子に作成された傾斜電圧信号は、サンプリング期間においてQ相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。これにより、電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差にほぼ正確に対応した傾斜電圧信号を

作成できる。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つと共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。傾斜電圧信号は電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動しているので、傾斜作成手段は単一のコンデンサ素子の端子に正確な電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成できる。位相パルス信号は、傾斜電圧信号に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q相のコイルへの電力を制御する。これにより、ロータの回転速度を高精度に制御できる。その結果、消費電力や振動・騒音が小さく、高精度の速度制御を行うモータを低コストに実現できる。

【0012】また、本発明の別の観点のモータは、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、Q相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するモータであって、前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動した第1の電圧信号を第1のコンデンサ素子の端子に生成し、サンプリング期間において前記Q相のコイルの共通端子電圧に間欠的に応動した第2の電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の所要の期間において実質的に電圧傾斜を有する前記第2の電圧信号を第2のコンデンサ素子の端子に

生成する傾斜作成手段と、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0013】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、モータの発熱は大幅に小さくなる。また、通電動作手段は、コイルの端子電圧に応動してパワートランジスタの通電区間を制御し、ロータを所定方向に回転駆動している。そのため、位置検出素子が不要になり、モータの構成は簡素になる。また、パワートランジスタの通電区間は電気角で360/Q度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、振動・騒音の小さなモータになる。また、第1のコンデンサ素子の端子に作成された第1の電圧信号は、Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動している。第2のコンデンサ素子の端子に作成された第2の電圧信号は、サンプリング期間においてQ相のコイルの共通端子電圧に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つを間欠的にサンプリングしても良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。電圧傾斜を有する第2の電圧信号は共通端子電圧に応動しているので、第2のサンプル電圧が比較的中間レベルにあり、第2のサンプル電圧に正確な電圧傾斜を付加することが容易になる。位相パルス信号は、第1の電圧信号と第2の電圧信号の比較結果に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q相のコイルへの電力を制御する。これにより、ロータの回転速度を高精度に制御できる。その結果、消費電力や振動・騒音が小さく、高精度の速度制御を行うモータを低コストに実現できる。

【0014】本発明の構成のディスク装置は、少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、ま

たは、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、前記電圧供給手段の第1の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第1のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第2の出力端子側から前記Q相のコイルの一端への電力供給を行うQ個の第2のパワートランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した検出パルス信号を作成する電圧検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記電圧検出手段の検出パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動してスイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するディスク装置であって、前記通電制御手段は、前記Q個の第1のパワートランジスタと前記Q個の第2のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0015】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、ディスク装置の発熱は大幅に小さくなる。また、電圧検出手段や状態遷移手段や通電制御手段は、コイルの端子電圧に応動した検出パルス信号を作成し、検出パルス信号に応動してロータを所定方向に回転駆動している。そのため、位置検出素子が不要になり、ディスク装置の構成は簡素になる。また、第1のパワートランジスタや第2のパワ

ートランジスタの通電区間は電気角で $360/Q$ 度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて 2 個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、ディスクの振動・騒音が小さくなる。また、1 個のコンデンサ素子の端子に作成された傾斜電圧信号は、サンプリング期間において Q 相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。これにより、電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差にほぼ正確に対応した傾斜電圧信号を作成できる。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つと共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q 相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。傾斜電圧信号は電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動しているので、傾斜作成手段は単一のコンデンサ素子の端子に正確な電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成できる。位相パルス信号は、傾斜電圧信号に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q 相のコイルへの電力を制御する。これにより、ディスクの回転速度を高精度に制御でき、記録再生時の信頼性は向上する。その結果、消費電力・発熱による温度上昇が小さく、ディスクの振動・騒音が小さく、高密度ディスクへの記録再生に適したディスク装置を低コストに実現できる。

【0016】また、本発明の別の観点のディスク装置は、少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、または、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、ステータに配設された Q 相（ここに、Q は 3 以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する 2 つの出力端子を有する電圧供給手段と、前記電圧供給手段の第 1 の出力端子側から前記 Q 相のコイルの一端への電力供給を行う Q 個の第 1 のパワートランジスタと、前記電圧供給手段の第 2 の出力端子側から前記 Q 相のコイルの一端への電力供給を行う Q 個の第 2 のパワートランジ

トランジスタと、を含んで構成された電力供給手段と、前記 Q 相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記位相検出手段の位相パルス信号に応動して保持状態を遷移させる状態遷移手段と、前記状態遷移手段の保持状態に応動して前記電力供給手段の前記 Q 個の第 1 のパワートランジスタと前記 Q 個の第 2 のパワートランジスタの通電区間を制御する通電制御手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記 Q 個の第 1 のパワートランジスタと前記 Q 個の第 2 のパワートランジスタのうちで少なくとも 1 個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するディスク装置であって、前記通電制御手段は、前記 Q 個の第 1 のパワートランジスタと前記 Q 個の第 2 のパワートランジスタの各通電区間を $360/Q$ 度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも 1 個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記 Q 相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を 1 個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号と基準電圧の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0017】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、ディスク装置の発熱は大幅に小さくなる。また、位相検出手段や状態遷移手段や通電制御手段は、コイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成し、位相パルス信号に応動してロータを所定方向に回転駆動している。そのため、位置検出素子が不要になり、ディスク装置の構成は簡素になる。また、第 1 のパワートランジスタや第 2 のパワートランジスタの通電区間は電気角で $360/Q$ 度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて 2 個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、ディスクの振動・騒音は小さくなる。また、1 個のコンデンサ素子の端子に作成された傾斜電圧信号は、サンプリング期間において Q 相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。これにより、電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧

差にはほぼ正確に対応した傾斜電圧信号を作成できる。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つと共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧と共に端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。傾斜電圧信号は電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動しているので、傾斜作成手段は単一のコンデンサ素子の端子に正確な電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成できる。位相パルス信号は、傾斜電圧信号に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q相のコイルへの電力を制御する。これにより、ディスクの回転速度を高精度に制御でき、記録再生時の信頼性は向上する。その結果、消費電力・発熱による温度上昇が小さく、ディスクの振動・騒音が小さく、高密度ディスクへの記録再生に適したディスク装置を低成本に実現できる。

【0018】また、本発明の別の観点のディスク装置は、少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、または、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するディスク装置であって、前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくなり、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成

し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、サンプリング期間において前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧との電圧差に間欠的に応動した傾斜電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の少なくとも一期間において実質的に電圧傾斜を有する前記傾斜電圧信号を1個のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記傾斜電圧信号に応動した前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0019】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、ディスク装置の発熱は大幅に小さくなる。また、通電動作手段は、コイルの端子電圧に応動してパワートランジスタの通電区間を制御し、ロータを所定方向に回転駆動している。そのため、位置検出素子が不要になり、ディスク装置の構成は簡素になる。また、パワートランジスタの通電区間は電気角で360/Q度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、ディスクの振動・騒音が小さくなる。また、1個のコンデンサ素子の端子に作成された傾斜電圧信号は、サンプリング期間においてQ相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。これにより、電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差にはほぼ正確に対応した傾斜電圧信号を作成できる。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つと共通端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧と共に端子電圧の電圧差を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。傾斜電圧信号は電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に間欠的に応動しているので、傾斜作成手段は単一のコンデンサ素子の端子に正確な電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成できる。位相パルス信号は、傾斜電圧信号に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q相のコイルへの電力を制御する。これにより、ディスクの回

転速度を高精度に制御でき、記録再生時の信頼性は向上する。その結果、消費電力・発熱による温度上昇が小さく、ディスクの振動・騒音が小さく、高密度ディスクへの記録再生に適したディスク装置を低コストに実現できる。

【0020】また、本発明の別の観点のディスク装置は、少なくとも、ディスクから信号再生を行う、または、ディスクに信号記録を行うヘッド手段と、少なくとも、前記ヘッド手段の出力信号を処理して再生情報信号を出力する、または、記録情報信号を信号処理して前記ヘッド手段に出力する情報処理手段と、前記ディスクを直接的に回転駆動し、界磁磁束を発生する界磁部分を取り付けられたロータと、ステータに配設されたQ相（ここに、Qは3以上の整数）のコイルと、直流電圧を供給する2つの出力端子を有する電圧供給手段と、複数個のパワートランジスタによって前記電圧供給手段から前記Q相のコイルに両方向の駆動電流を供給する電力供給手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動した位相パルス信号を作成する位相検出手段と、前記Q相のコイルの端子電圧に応動して前記複数個のパワートランジスタの通電区間を制御する通電動作手段と、前記位相パルス信号により前記ロータの回転速度に応動した指令信号を作成する指令手段と、前記電力供給手段の前記複数個のパワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを前記指令信号に応動して高周波スイッチング動作させるスイッチング動作手段と、を具備するディスク装置であって、前記通電動作手段は、前記複数個のパワートランジスタの各通電区間を360/Q度相当よりも大きくし、前記スイッチング動作手段は、前記指令信号に応動した高周波のスイッチングパルス信号を作成し、前記少なくとも1個のパワートランジスタを前記スイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させ、前記位相検出手段は、前記Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動した第1の電圧信号を第1のコンデンサ素子の端子に生成し、サンプリング期間において前記Q相のコイルの共通端子電圧に間欠的に応動した第2の電圧信号を作成し、前記サンプリング期間以外の所要の期間において実質的に電圧傾斜を有する前記第2の電圧信号を第2のコンデンサ素子の端子に生成する傾斜作成手段と、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号の比較結果に応動して前記位相パルス信号を作成する位相パルス作成手段と、を含んで構成している。

【0021】このように構成することにより、スイッチング動作手段が電力供給手段のパワートランジスタを高周波スイッチングさせているので、電力供給手段のパワートランジスタの電力損失は大幅に低減され、ディスク装置の発熱は大幅に小さくなる。また、通電動作手段は、コイルの端子電圧に応動してパワートランジスタの通電区間を制御し、ロータを所定方向に回転駆動している。

そのため、位置検出素子が不要になり、ディスク装置の構成は簡素になる。また、パワートランジスタの通電区間は電気角で360/Q度相当の期間よりも大きく設定され、電流路の切り換わりにおいて2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。これにより、電流路の切り換わりが滑らかになり、発生駆動力の脈動が小さくなり、ディスクの振動・騒音は小さくなる。また、第1のコンデンサ素子の端子に作成された第1の電圧信号は、Q相のコイルの電力供給端子電圧の一つに間欠的に応動している。第2のコンデンサ素子の端子に作成された第2の電圧信号は、サンプリング期間においてQ相のコイルの共通端子電圧に間欠的に応動し、サンプリング期間以外の少なくとも一期間において電圧傾斜を設けている。位相検出手段は、たとえば、複数個の電力供給端子電圧のうちで特定の一つを間欠的にサンプリングしても良いし、たとえば、通電制御手段の動作状態に応動して複数個の電力供給端子電圧のうちの一つを選択し、選択した電力供給端子電圧を間欠的にサンプリングしても良い。共通端子電圧は、Q相のコイルの共通接続端子の電圧を直接利用しても良いし、たとえば、複数個の電力供給端子電圧を合成した電圧であっても良い。位相検出手段は、たとえば、通電動作手段の動作状態に応動して、第1の電圧信号を作り出すための電力供給端子電圧の一つを選択している。電圧傾斜を有する第2の電圧信号は共通端子電圧に応動しているので、第2のサンプル電圧が比較的中間レベルにあり、第2のサンプル電圧に正確な電圧傾斜を付加することが容易になる。位相パルス信号は、第1の電圧信号と第2の電圧信号の比較結果に応動しているので、パワートランジスタのスイッチング動作の影響がなくなり、正確なタイミングにおいて変化する。指令手段は、位相パルス信号によりロータの回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作手段は、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させ、Q相のコイルへの電力を制御する。これにより、ディスクの回転速度を高精度に制御でき、記録再生時の信頼性は向上する。その結果、消費電力・発熱による温度上昇が小さく、ディスクの振動・騒音が小さく、高密度ディスクへの記録再生に適したディスク装置を低コストに実現できる。これらおよびその他の構成や動作については、実施の形態の説明において詳細に説明する。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る好適な実施の形態について、添付の図面を参照しながら説明する。

【0023】《実施の形態1》図1から図28及び図34に本発明に係る実施の形態1のモータおよびモータを含んで構成されたディスク装置を示す。図1は実施の形態1のモータの全体構成を示すブロック図である。ロータ11には、磁石磁束により複数極の界磁磁束を発生する界磁部が取り付けられている。ここでは、ロータ11

の界磁部は2極の永久磁石磁束によって構成されている。一般に、2極、4極、6極等の複数極の界磁磁束を発生する界磁部が構成可能である。3相のコイル12、13、14は、ステータに配設され、ロータ11との相対関係に関して、電気的に120度相当ずらされて配置されている。ここに、電気角の360度はロータ11のN極とS極の1組の角度幅に相当する。各コイル12、13、14の一端は共通接続端子として共通接続され、他の一端は電力供給端子として電力供給部20の出力端子側に接続されている。3相のコイル12、13、14は3相の駆動電流I1、I2、I3により3相磁束を発生し、ロータ11の界磁部との相互作用によって駆動力を発生し、ロータ11に駆動力を与える。ディスク1は、ロータ11に一体的に固定して取り付けられ、ロータ11によって直接的に回転駆動される。

【0024】ディスク1はデジタル的な情報信号（例えば、高品位な音響・映像信号）が記録されており、光学ヘッドもしくは磁気ヘッドによって構成されるヘッド2はディスク1から情報信号を再生する。情報処理部3は、ヘッド2からの出力信号を処理し、再生情報信号（例えば、高品位な音響・映像信号）を出力する。または、ディスク1はデジタル的な情報信号を記録可能であり、光学ヘッドもしくは磁気ヘッドによって構成されるヘッド2はディスク1に情報信号を記録する。情報処理部3は、入力された記録情報信号（例えば、高品位な音響・映像信号）を信号処理した記録用信号をヘッド2に供給し、ヘッド2によってディスク1に記録させていく。

【0025】図34の(a)に信号再生を行うディスク装置の例を示す。ロータ11はディスク1を直接的に回転駆動する。ディスク1は高密度にデジタル情報信号が記録されている。ヘッド2は、回転しているディスク1上の情報信号を信号再生し、再生用信号Pfを出力する。情報処理部3は、ヘッド2からの再生用信号Pfをデジタル的に処理し、再生情報信号Pgを出力する。なお、ここではステータやコイルの図示は省略した。図34の(b)に信号記録を行うディスク装置の例を示す。ロータ11はディスク1を直接的に回転駆動する。ディスク1は記録可能ディスクであり、高密度にデジタル情報信号を記録できる。情報処理部3は、入力された記録情報信号Rgをデジタル的に処理し、記録用信号Rfをヘッド2に出力する。ヘッド2は、回転しているディスク1上に記録用信号Rfを高密度に記録し、新たな情報信号をディスク1上に形成していく。なお、上記ヘッド2としては、状況に応じて再生専用ヘッド、記録再生兼用ヘッド、または、記録専用ヘッドが用いられる。

【0026】図1の電力供給部20は、通電制御部32の下側通電制御信号M1、M2、M3と上側通電制御信号N1、N2、N3に応動して電圧供給部25から3相

のコイル12、13、14への電流路を形成し、3相のコイル12、13、14への電力供給を行っている。図2に電力供給部20の具体的な構成を示す。図2の電力供給部20は、電圧供給部25の負極端子側（アース側）と3相のコイル12、13、14の各電力供給端子側の間の電力供給路を形成する3個の下側パワートランジスタ101、102、103と、電圧供給部25の正極端子側（Vm側）とコイル12、13、14の各電力供給端子側の間の電力供給路を形成する3個の上側パワートランジスタ105、106、107を含んで構成されている。上側パワーダイオード105d、106d、107dはそれぞれ、上側パワートランジスタ105、106、107に並列に逆接続されている。下側パワーダイオード101d、102d、103dはそれぞれ、下側パワートランジスタ101、102、103に並列に逆接続されている。ここでは、下側パワートランジスタ101、102、103はそれぞれ、NチャンネルMOS構造の電界効果型パワートランジスタによって構成され、下側電界効果型パワートランジスタ101、102、103の電流流出端子側から電流流入端子側に向けて逆接続されて形成された寄生ダイオードはそれぞれ、下側パワーダイオード101d、102d、103dとして使用されている。上側パワートランジスタ105、106、107はそれぞれ、NチャンネルMOS構造の電界効果型パワートランジスタによって構成され、上側電界効果型パワートランジスタ105、106、107の電流流出端子側から電流流入端子側に向けて逆接続されて形成された寄生ダイオードはそれぞれ、上側パワーダイオード105d、106d、107dとして使用されている。

【0027】なお、実施の形態1において用いる上側パワートランジスタや下側パワートランジスタは、電界効果型トランジスタに限らず、IGBTトランジスタなどの他のタイプのトランジスタを用いても良い。また、上側パワートランジスタや下側パワートランジスタは、同極性の電界効果型トランジスタに限らず、異極性の電界効果型トランジスタを使用しても良い。たとえば、上側パワートランジスタにPチャンネルMOS構造の電界効果型パワートランジスタを使用し、下側パワートランジスタにNチャンネルMOS構造の電界効果型パワートランジスタを使用できる。

【0028】電力供給部20の下側動作回路111、112、113は、下側通電制御信号M1、M2、M3に応動して下側パワートランジスタ101、102、103のオン・オフ動作を行わせる。下側パワートランジスタ101、102、103は、3相のコイル12、13、14に3相の駆動電流I1、I2、I3の負極側電流を供給する電流路を形成する。下側通電制御信号M1、M2、M3は、各通電区間においてデジタル的なPWM信号（パルス幅変調信号）になっており、下側パ

ワートランジスタ 101, 102, 103 はオン・オフの高周波スイッチング動作する。たとえば、下側パワートランジスタ 101 がオンのときにはコイル 12 の電力供給端子電圧 V1 は 0V もしくは略 0V になり、コイル 12 に負極性の駆動電流 I1 を供給する。下側パワートランジスタ 101 がオフに変わると、上側パワーダイオード 105d (もしくは上側パワートランジスタ 105) がオンになる。すなわち、コイル 12 のインダクタンス作用によって、コイル 12 の電力供給端子電圧 V1 は Vm もしくは略 Vm になり、コイル 12 に負極性の駆動電流 I1 を連続的に供給する。これにより、コイル 12 の電力供給端子電圧 V1 は略 0V と略 Vm の間をデジタル的に変化する PWM 電圧になる。このように、下側パワートランジスタ 101, 102, 103 のそれぞれの通電区間において、コイル 12, 13, 14 の電力供給端子電圧 V1, V2, V3 はそれぞれ PWM 電圧になる。

【0029】電力供給部 20 の上側動作回路 115, 116, 117 は、上側通電制御信号 N1, N2, N3 に応動して上側パワートランジスタ 105, 106, 107 のオン・オフ動作を行わせる。通常、上側パワートランジスタ 105, 106, 107 は、3 相のコイル 12, 13, 14 に 3 相の駆動電流 I1, I2, I3 の正極側電流を供給する電流路を形成する。高電圧出力回路 120 は、電圧供給部 25 の正極電位 Vm よりも所定値高い高電位 Vu を作り、出力する。これにより、上側パワートランジスタの通電制御端子側に高電位 Vu を印加可能になり、N チャンネルの電界効果型パワートランジスタをフルオン動作させることができる。なお、オンオフの高周波スイッチング動作する下側パワートランジスタと同相の上側パワートランジスタを相補的にオフ・オンの高周波スイッチング動作させることにより、上側パワーダイオードの電力損失を低減することが可能である。

【0030】電流検出部 21 は、電流検出用の抵抗 125 を含んで構成され、電圧供給部 25 から 3 個の下側パワートランジスタ 101, 102, 103 を介して 3 相のコイル 12, 13, 14 に供給する通電電流または合成供給電流 Ig に比例した電流検出信号 Ad を出力する。図 1 の電圧検出部 30 は、電圧比較器 41 と検出パルス作成器 42 を含んで構成されている。電圧比較器 41 は、3 相のコイル 12, 13, 14 の 3 相の電力供給端子電圧 V1, V2, V3、および、3 相のコイル 12, 13, 14 の共通端子電圧 Vc が入力され、実質的に 3 相の電力供給端子電圧と共通端子電圧を選択的に比較し、比較結果に応動した選択電圧比較信号 Bj を出力する。検出パルス作成器 42 は、選択電圧比較信号 Bj に含まれる高周波スイッチングノイズを除去した検出パルス信号 Dt を出力する。図 3 または図 4 に電圧比較器 41 の具体的な構成を示す。図 5 に検出パルス作成器 42 の具体的な構成を示す。

2 の具体的な構成を示す。

【0031】図 3 の電圧比較器 41 の 3 個のコンパレータ回路 151, 152, 153 は、3 相の電力供給端子電圧 V1, V2, V3 と共通端子電圧 Vc を比較し、比較結果に応動した 3 相の比較パルス信号 b1, b2, b3 を出力する。インバータ回路 155, 156, 157 は、比較パルス信号 b1, b2, b3 を反転させたパルス信号 b5, b6, b7 を出力する。信号選択回路 160 のスイッチ回路 161, 162, 163, 164, 165, 166 は、選択指令回路 150 の選択指令信号 Bs1 に応じてパルス信号 b1, b2, b3, b5, b6, b7 のうちのいずれか 1 個を選択し、選択電圧比較信号 Bj として出力する。選択指令回路 150 は後述の状態遷移部 31 の保持状態に応動した選択指令信号 Bs1 を信号選択回路 160 へ出力する。信号選択回路 160 は 3 相のコイル 12, 13, 14 への通電状態を反映した電力供給端子電圧と共通端子電圧を実質的に比較したパルス信号を形成し、選択電圧比較信号 Bj として出力する。

【0032】図 4 に電圧比較器 41 の別の構成を示す。図 4 の電圧比較器 41 の合成電圧回路 170 は、3 相の電力供給端子電圧 V1, V2, V3 を抵抗 171, 172, 173 により合成した合成共通端子電圧 Vcr を作りだしている。第 1 の信号選択回路 180 のスイッチ回路 181, 182, 183 は、選択指令回路 195 の第 1 の選択指令信号 Bs2 に応じて電力供給端子電圧 V1, V2, V3 のいずれかをコンパレータ回路 185 に選択入力する。コンパレータ回路 185 は、選択された電力供給端子電圧を合成共通端子電圧 Vcr と比較し、比較パルス信号 b8 を出力する。インバータ回路 186 は、比較パルス信号 b8 を反転させたパルス信号 b9 を出力する。第 2 の信号選択回路 190 のスイッチ回路 191 は、選択指令回路 195 の第 2 の選択指令信号 Bs3 に応じてパルス信号 b8, b9 のいずれかを選択し、選択電圧比較信号 Bj として出力する。選択指令回路 195 は、後述の状態遷移部 31 の保持状態に応動した第 1 の選択指令信号 Bs2 と第 2 の選択指令信号 Bs3 を出力する。図 4 に示した電圧比較器 41 は 3 相のコイル 12, 13, 14 への通電状態を反映した電力供給端子電圧と共通端子電圧を実質的に比較したパルス信号を形成して、選択電圧比較信号 Bj として出力する。

【0033】図 5 の検出パルス作成器 42 のノイズ除去回路 201 は、電力供給部 20 の高周波スイッチング動作によって選択電圧比較信号 Bj に混入するノイズを除去し、その出力信号 Ca にスイッチングに応動したノイズパルスが生じないようにする。ノイズ除去回路 201 は、たとえばアンド回路 211 によって構成され、選択電圧比較信号 Bj と後述のスイッチング制御部 22 のノイズ除去信号 Wx を論理合成する。すなわち、電圧比較器 41 の出力信号 Bj をノイズ除去信号 Wx によって論

理ゲート処理している。これにより、ノイズ除去回路201の出力信号C_aは、ノイズ除去信号W_xが“L”（低電位状態）のときに選択電圧比較信号B_jに無関係になり、ノイズ除去信号W_xが“H”（高電位状態）のときに選択電圧比較信号B_jのレベルが直接出力される。その結果、電力供給部20の高周波スイッチング動作によって選択電圧比較信号B_jにノイズパルスが生じても、ノイズ除去回路201の出力信号C_aはノイズパルスが除去され、コイルの端子電圧の比較結果に応動した正確なパルス信号になる。

【0034】パルス作成回路202は、ノイズ除去回路201の出力信号C_aの立ち上がりエッジの到来時点において検出パルス信号D_tを“H”に変化させる。パルス作成回路202は、たとえばD形フリップフロップ212によって構成され、クロック端子に入力されたノイズ除去回路201の出力信号C_aによって、データ端子に入力された“H”レベルをトリガー入力する。その結果、検出パルス信号D_tは、ノイズ除去回路201の出力信号C_aの立ち上がりエッジにおいて“H”に変化し、その状態を保持する。後述の状態遷移部31は、検出パルス信号D_tの立ち上がり時点から所要時間後に第3のタイミング調整信号F3を発生させ、パルス作成回路202のD形フリップフロップ212の状態を“L”にリセットする。従って、ノイズパルスを除去された選択電圧比較信号B_jの立ち上がりエッジに直接応動して検出パルス信号D_tは状態変化し、次の第3のタイミング調整信号F3の到来時点まで検出パルス信号D_tはその状態を保持する。

【0035】図1の状態遷移部31と通電制御部32は、通電動作ブロックを形成し、3相のコイル12, 13, 14の端子電圧に応動して3相のコイル12, 13, 14への通電を制御している。状態遷移部31は、タイミング調整器43と状態保持器44を含んで構成されている。タイミング調整器43は、電圧検出部30の検出パルス信号D_tの立ち上がりエッジの到来毎に、第1の調整時間T1だけ遅延した第1のタイミング調整信号F1と、第2の調整時間T2だけ遅延した第2のタイミング調整信号F2と、第3の調整時間T3だけ遅延した第3のタイミング調整信号F3を出力する。状態保持器44は、第1のタイミング調整信号F1と第2のタイミング調整信号F2に応動して保持状態を変化させ、保持状態に対応した第1の状態信号P1～P6と第2の状態信号Q1～Q6を出力する。図6にタイミング調整器43の具体的な構成を示し、図7に状態保持器44の具体的な構成を示す。

【0036】図6のタイミング調整器43のエッジ検出回路301は、検出パルス信号D_tの立ち上がりエッジから第1の微分パルス信号D_aと第2の微分パルス信号D_bを発生する。第2の微分パルス信号D_bは第1の微分パルス信号D_aの直後にパルス出力されている。第2

のカウンタ回路304と第3のカウンタ回路305は、第1の微分パルス信号D_aのパルス発生エッジにおいて第1のカウンタ回路303のその時点の内部データ信号D_cに対応した値をロードする。その後に、第2の微分パルス信号D_bのエッジ発生時点において、第1のカウンタ回路303はリセットされる。すなわち、検出パルス信号D_tの立ち上がりエッジの発生によって、第2のカウンタ回路304と第3のカウンタ回路305はその時点の第1のカウンタ回路303の内部データ信号D_cに対応した値がロードされ、第1のカウンタ回路303は内部状態を零または所定値にリセットされる。

【0037】クロック回路302は、第1のクロック信号CK1と第2のクロック信号CK2と第3のクロック信号CK3を出力する。第1のカウンタ回路303は、第1のクロック信号CK1をクロック入力され、第1のクロック信号CK1のパルス到来毎に内部データをカウントアップする。第1のカウンタ回路303は、その内部データが所定値まで大きくなると、それ以上のカウントアップを停止し、その値を保持する。第2のカウンタ回路304は、第2のクロック信号CK2をクロック入力され、第2のクロック信号CK2のパルス到来毎に内部データをカウントダウンする。第2のカウンタ回路304は、その内部データが零または所定値まで小さくなると、それ以上のカウントダウンを停止し、第1の零パルス信号D_fを出力する。第1のパルス化回路307は、第1の零パルス信号D_fを微分して、第1のタイミング調整信号F1を出力する。論理ゲート回路306は、第1の零パルス信号D_fの発生前は出力クロック信号D_kを“L”状態に保ち、第1の零パルス信号D_fの発生後に第3のクロック信号CK3を出力クロック信号D_kとして出力し、第3のカウンタ回路305に供給する。第3のカウンタ回路305は、出力クロック信号D_kをクロック入力されると、出力クロック信号D_kのパルス到来毎に内部データをカウントダウンする。第3のカウンタ回路305は、その内部データが零または所定値まで小さくなると、それ以上のカウントダウンを停止し、第2の零パルス信号D_gを出力する。第2のパルス化回路308は、第2の零パルス信号D_gを微分して、第2のタイミング調整信号F2を出力する。遅延パルス化回路310は、第2の零パルス信号D_gの発生時点から所要時間の遅延をした信号を微分し、微分パルス信号である第3のタイミング調整信号F3を出力する。遅延パルス化回路310は、第3のカウンタ回路305と第2のパルス化回路308などと同様な構成している。

【0038】これらの信号波形の関係を図15に例示する（図15の横軸は時間である）。第1のカウンタ回路303は、検出パルス信号D_tの立ち上がりエッジ間の時間間隔T0に対応したカウント値を計数する（図15の（a）参照）。第2のカウンタ回路304は、時間間隔T0に比例した第1の調整時間T1（T1 < T0）だ

け遅延して第1の零パルス信号D fを出力する(図15の(b)参照)。その結果、第1のタイミング調整信号F 1は、検出パルス信号D tの立ち上がりエッジ発生時点から、時間間隔T 0に実質的に比例した第1の調整時間T 1だけ遅延したパルス信号になる(図15の(c)参照)。第3のカウンタ回路3 0 5は、第1の零パルス信号D fの立ち上がりエッジが発生した後に、時間間隔T 0に比例した所要時間だけ遅延して第2の零パルス信号D gを出力する(図15の(d)参照)。その結果、第2のタイミング調整信号F 2は、検出パルス信号D tの立ち上がりエッジ発生時点から、時間間隔T 0に実質的に比例した第2の調整時間T 2(T 1 < T 2 < T 0)だけ遅延したパルス信号になる(図15の(e)参照)。同様に、遅延パルス化回路3 1 0は、第2の零パルス信号D gの立ち上がりエッジ発生時点から所要時間の遅延をした第3のタイミング調整信号F 3を出力する(図15の(f)参照)。その結果、第3のタイミング調整信号F 3は、検出パルス信号D tの立ち上がりエッジ発生時点から、時間間隔T 0に実質的に比例した第3の調整時間T 3(T 2 < T 3 < T 0)だけ遅延したパルス信号になる。検出パルス作成器4 2のパルス作成回路2 0 2は、第3のタイミング調整信号F 3の発生により検出パルス信号D tをリセットする(図15の(a)参照)。

【0039】図7に示す状態保持器4 4は、第1の状態保持回路3 2 0と第2の状態保持回路3 3 0により構成されている。第1の状態保持回路3 2 0は、6個のD形フリップフロップ3 2 1, 3 2 2, 3 2 3, 3 2 4, 3 2 5, 3 2 6を含んでいる。6個のD形フリップフロップ3 2 1, 3 2 2, 3 2 3, 3 2 4, 3 2 5, 3 2 6は、いずれか1個のフリップフロップが“H”状態になり、他のフリップフロップは“L”状態になる。第1のタイミング調整信号F 1の立ち上がりエッジにおいて、フリップフロップ3 2 1, 3 2 2, 3 2 3, 3 2 4, 3 2 5, 3 2 6の状態は遷移し、リングカウンタのようになら“H”状態が順繕りに移動する。第1の状態保持回路3 2 0は、6個のフリップフロップ3 2 1, 3 2 2, 3 2 3, 3 2 4, 3 2 5, 3 2 6の内部状態を第1の状態信号P 1, P 2, P 3, P 4, P 5, P 6として出力する。第2の状態保持回路3 3 0は、6個のD形フリップフロップ3 3 1, 3 3 2, 3 3 3, 3 3 4, 3 3 5, 3 3 6により構成され、フリップフロップ3 3 1, 3 3 2, 3 3 3, 3 3 4, 3 3 5, 3 3 6のデータ入力端子に第1の状態信号P 1, P 2, P 3, P 4, P 5, P 6がそれぞれ入力されている。第2のタイミング調整信号F 2の立ち上がりエッジにおいて、フリップフロップ3 3 1, 3 3 2, 3 3 3, 3 3 4, 3 3 5, 3 3 6は第1の状態信号P 1, P 2, P 3, P 4, P 5, P 6を内部状態に入力し、その出力を変化させる。第2の状態保持回路3 3 0は、6個のフリップフロップ3 3 1, 3 3

2, 3 3 3, 3 3 4, 3 3 5, 3 3 6の内部状態を第2の状態信号Q 1, Q 2, Q 3, Q 4, Q 5, Q 6として出力する。

【0040】このように、状態保持器4 4の保持状態(P 1～P 6とQ 1～Q 6の総合的な状態)は、第1のタイミング調整信号F 1の到来によって第1の保持状態から第2の保持状態に遷移し、その後の第2のタイミング調整信号F 2の到来によって第2の保持状態から第3の保持状態に遷移する。そして、合計1 2の保持状態を順番に遷移していく。図1の通電制御部3 2は、状態遷移部3 1の第1の状態信号P 1～P 6と第2の状態信号Q 1～Q 6に応動した3相の下側通電制御信号M 1, M 2, M 3と3相の上側通電制御信号N 1, N 2, N 3を出力する。従って、3相のコイル1 2, 1 3, 1 4への通電区間は、第1の状態信号と第2の状態信号によって決められる。また、通電制御部3 2は、スイッチング制御部2 2の主PWMパルス信号Wmや補助PWMパルス信号Whに応動して下側通電制御信号M 1, M 2, M 3や上側通電制御信号N 1, N 2, N 3をPWMパルス化している。図8に通電制御部3 2の具体的な構成を示す。

【0041】図8の通電制御部3 2の第1の選択回路4 0 1は、状態遷移部3 1の第1の状態信号P 1～P 6と第2の状態信号Q 1～Q 6を用いて第1の選択信号Mm 1, Mm 2, Mm 3を作り出す。3相の第1の選択信号Mm 1, Mm 2, Mm 3の“H”状態になる期間は、電力供給部2 0の3個の下側パワートランジスタ1 0 1, 1 0 2, 1 0 3の通電区間に相当し、3相のコイル1 2, 1 3, 1 4に3相の駆動電流I 1, I 2, I 3の負極側電流をそれぞれ流す通電区間に相当する。第2の選択回路4 0 2は、状態遷移部3 1の第1の状態信号P 1～P 6と第2の状態信号Q 1～Q 6を用いて第2の選択信号Nn 1, Nn 2, Nn 3を作り出す。第2の選択信号Nn 1, Nn 2, Nn 3の“H”状態になる期間は、電力供給部2 0の上側パワートランジスタ1 0 5, 1 0 6, 1 0 7の通電区間に相当し、3相のコイル1 2, 1 3, 1 4に3相の駆動電流I 1, I 2, I 3の正極側電流をそれぞれ流す通電区間に相当する。

【0042】第1のパルス合成回路4 0 3は、スイッチング制御部2 2の主PWMパルス信号Wmと第1の選択信号Mm 1, Mm 2, Mm 3をそれぞれ論理合成し、通電区間に内をパルス化した下側通電制御信号M 1, M 2, M 3を出力する。第2のパルス合成回路4 0 4は、上側補助信号Wjと第1の選択信号Mm 1, Mm 2, Mm 3をそれぞれ論理合成し、補助通電制御信号Mm 5, Mm 6, Mm 7を出力する。補助選択回路4 0 6のスイッチ回路4 6 1の接続によって、上側補助信号Wjはスイッチング制御部2 2の補助PWMパルス信号Whに一致した信号または“L”状態になる。補助選択回路4 0 6のスイッチ回路4 6 1がSa側に接続された場合には、上

側補助信号W_jが補助PWMパルス信号W_hと一致し、第2のパルス合成回路404は第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3の“H”区間内をパルス化した補助通電制御信号Mm5, Mm6, Mm7を出力する。補助選択回路406のスイッチ回路461がS_b側に接続された場合には、上側補助信号W_jが“L”状態になり、第2のパルス合成回路404の補助通電制御信号Mm5, Mm6, Mm7は“L”になる。第3のパルス合成回路405は、第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3と補助通電制御信号Mm5, Mm6, Mm7をそれぞれの相毎に論理和で合成した上側通電制御信号N1, N2, N3を出力する。

【0043】第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3と第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3と第1の状態信号P1～P6と第2の状態信号Q1～Q6の信号関係を図16に示す。図16において横軸は時間を示している。第1の状態信号P1～P6は、第1のタイミング調整信号F1の発生タイミング毎に“H”となる信号がシフトする6相の信号である(図16の(a)～(f)参照)。第2の状態信号Q1～Q6は、第2のタイミング調整信号F2の発生タイミング毎に“H”となる信号がシフトする6相の信号である(図16の(g)～(l)参照)。第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3は、第1の状態信号P1～P6と第2の状態信号Q1～Q6を論理合成して作成され、電気角で(360/3)度よりも大きな“H”区間を持つ3相信号に設定されている(図16の(p)～(r)参照)。具体的には、第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3は約140度の“H”区間を有する3相信号に設定されている。ここに、電気角360度はロータのN極とS極の1組の角度に相当している。同様に、第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3は、第1の状態信号P1～P6と第2の状態信号Q1～Q6を論理合成して作成され、電気角で(360/3)度よりも大きな“H”区間を持つ3相信号に設定されている(図16の(m)～(o)参照)。具体的には、第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3は約140度の“H”区間を有する3相信号に設定されている。

【0044】図1の指令部35は、たとえば、速度制御回路を含んで構成され、指令部35の指令信号A_cは速度制御回路によって作り出された電圧信号である。指令部35は、位相検出部36の位相パルス信号P_tによりディスク1およびロータ1の回転速度を検出し、ディスク1の回転速度と目標速度との差に応動した指令信号A_cを作り出している。従って、指令部35の指令信号A_cは、位相検出部36の位相パルス信号P_tに応動した電圧信号である。なお、指令部35の速度制御回路による指令信号は、ディスク1およびロータ1の回転速度だけでなく回転位相に応動して変化させることも可能であり、この構成も本発明に含まれる。図1のスイッチング制御部22は、電流検出部21の電流検出信号A_d

と指令部35の指令信号A_cを比較し、比較結果に応動した主PWMパルス信号W_mと補助PWMパルス信号W_hとノイズ除去信号W_xと同期パルス信号W_sを作成する。スイッチング制御部22は、主PWMパルス信号W_mと補助PWMパルス信号W_hを通電制御部32に出力し、ノイズ除去信号W_xを電圧検出部30の検出パルス作成器42に出力し、主PWMパルス信号W_mと同期パルス信号W_sを位相検出部36の傾斜作成器47に出力する。図9にスイッチング制御部22の具体的な構成を示す。

【0045】図9のスイッチング制御部22は、比較パルス器501とPWMパルス器502により構成されている。比較パルス器501は、指令信号A_cと電流検出信号A_dを比較し、その比較結果に応動した基本PWMパルス信号W_pを出力する。PWMパルス器502は、基本PWMパルス信号W_pから主PWMパルス信号W_mと補助PWMパルス信号W_hとノイズ除去信号W_xと同期パルス信号W_sを作り出す。図10または図11に比較パルス器501の具体的な構成を示し、図12にPWMパルス器502の具体的な構成を示す。

【0046】図10に示した比較パルス器501は、比較回路511と時間遅延回路512により構成されている。比較回路511は、指令信号A_cと電流検出信号A_dを比較し、電流検出信号A_dが指令信号A_cよりも大きくなると比較信号A_pを“H”に変化させる。時間遅延回路512の基本PWMパルス信号W_pは、比較信号A_pの立ち上がりエッジの到来をトリガーとして所定時間T_fの間“L”になり、所定時間T_fが経過すると“H”に変化する。図17の(a), (b)に比較信号A_pと基本PWMパルス信号W_pの信号関係を示す。ここで、図17の横軸は時間である。比較信号A_pは、電流検出信号A_dが指令信号A_cよりも小さい時に“L”であり、電流検出信号A_dが指令信号A_cよりも大きくなると“H”に変わる。比較信号A_pが“H”に変化した時点から所定時間T_fの間、基本PWMパルス信号W_pは“L”になる。基本PWMパルス信号W_pが“L”になると、下側パワートランジスタによる通電が停止され、電流検出信号A_dは零になり、比較信号A_pは“L”になる。所定時間T_fが経過すると、基本PWMパルス信号W_pが“H”に変わり、下側パワートランジスタによるコイルへの通電を再開する。このようにして、基本PWMパルス信号W_pは電流検出信号A_dと指令信号A_cの比較結果に応動したPWM信号(パルス幅変調信号)になる。

【0047】図11に別の構成の比較パルス器501を示す。図11の比較パルス器501は、比較回路521と基準パルス回路522と基本PWMパルス回路523により構成されている。比較回路521は、指令信号A_cと電流検出信号A_dを比較し、電流検出信号A_dが指令信号A_cよりも大きくなると比較信号A_pを“H”に

変化させる。基準パルス回路 522 は、所定時間間隔に基準パルス信号 A_r を出力する。基本 PWM パルス回路 523 は、たとえばフリップフロップを含んで構成され、基準パルス信号 A_r の立ち上がりエッジの発生により内部状態を “H” にし、基本 PWM パルス信号 W_p を “H” にする。基本 PWM パルス回路 523 は、比較信号 A_p の立ち上がりエッジの発生により内部状態を

“L” にし、基本 PWM パルス信号 W_p を “L” にする。図 18 の (a) ~ (c) に基準パルス信号 A_r と比較信号 A_p と基本 PWM パルス信号 W_p の信号関係を示す。ここで、図 18 の横軸は時間である。基準パルス信号 A_r の立ち上がりエッジ時点において基本 PWM パルス信号 W_p は “H” になり、比較信号 A_p の立ち上がりエッジ時点において基本 PWM パルス信号 W_p は “L” になる。このようにして、基本 PWM パルス信号 W_p は電流検出信号 A_d と指令信号 A_c の比較結果に応動した PWM 信号になる。また、基準パルス信号 A_r が “H” になる区間において基本 PWM パルス信号 W_p を強制的に “L” にし、基本 PWM パルス信号 W_p を所定時間間隔毎に確実に “H” と “L” の間で変化（例えば、100 kHz）するスイッチング信号にしている。

【0048】図 12 に示した PWM パルス器 502 は、第 1 の全体遅延回路 551 と第 2 の全体遅延回路 552 と論理合成出力回路 553 によって構成されている。第 1 の全体遅延回路 551 は、比較パルス器 501 の基本 PWM パルス信号 W_p を全体的に第 1 の所定時間 T_a または約 T_a だけ遅延させた第 1 の全体遅延パルス信号 W_a を出力する。第 2 の全体遅延回路 552 は、第 1 の全体遅延パルス信号 W_a を全体的に第 2 の所定時間 T_b または約 T_b だけ遅延させた第 2 の全体遅延パルス信号 W_b を出力する。論理合成出力回路 553 は、基本 PWM パルス信号 W_p と第 1 の全体遅延パルス信号 W_a と第 2 の全体遅延パルス信号 W_b を論理合成して、主 PWM パルス信号 W_m と補助 PWM パルス信号 W_h とノイズ除去信号 W_x と同期パルス信号 W_s を出力する。

【0049】図 19 の (a) ~ (g) に基準 PWM パルス信号 W_p と第 1 の全体遅延パルス信号 W_a と第 2 の全体遅延パルス信号 W_b と主 PWM パルス信号 W_m と補助 PWM パルス信号 W_h とノイズ除去信号 W_x と同期パルス信号 W_s の波形関係を示す。ここで、図 19 の横軸は時間である。第 1 の全体遅延パルス信号 W_a は基本 PWM パルス信号 W_p を全体的に第 1 の所定時間 T_a 分だけ遅延させた信号になり、第 2 の全体遅延パルス信号 W_b は第 1 の全体遅延パルス信号 W_a を全体的に第 2 の所定時間 T_b 分だけ遅延させた信号になる（図 19 の (a) ~ (c) 参照）。主 PWM パルス信号 W_m は、第 1 の全体遅延パルス信号 W_a をバッファ回路 561 を介して出力させたものであるから、第 1 の全体遅延パルス信号 W_a と同じ波形になる（図 19 の (b), (d) 参照）。補助 PWM パルス信号 W_h は、基本 PWM パルス信号 W_p

と第 2 の全体遅延パルス信号 W_b をノア回路 562 によって論理合成したものであり、図 19 の (e) に示した波形になる。また、補助 PWM パルス信号 W_h の “H” 区間は主 PWM パルス信号 W_m の “L” 区間にあり、主 PWM パルス信号 W_m と補助 PWM パルス信号 W_h の両者が同時に “H” になることは無い。すなわち、補助 PWM パルス信号 W_h の “H” 区間と主 PWM パルス信号 W_m の “H” 区間の間には、第 1 の所定時間 T_a もしくは第 2 の所定時間 T_b の時間差が設けられている。ノイズ除去信号 W_x は、基本 PWM パルス信号 W_p と第 2 の全体遅延パルス信号 W_b を排他的ノア回路 563 によって論理合成したものであり、図 19 の (f) に示した波形になる。このノイズ除去信号 W_x の “L” 区間は、主 PWM パルス信号 W_m の変化時点を含み、少なくとも変化時点から所定の時間幅 T_b を有している。このノイズ除去信号 W_x は、電圧検出部 30 の検出パルス作成器 42 のノイズ除去回路 201 に入力され、パワートランジスタの高周波スイッチング動作に伴ってコイルの端子電圧の比較検出信号に混入するノイズを除去する。なお、ノイズ除去信号 W_x は、主 PWM パルス信号 W_m と第 2 の全体遅延パルス信号 W_b を排他のノア回路によって論理合成して作成しても良い。このときのノイズ除去信号 W_x の “L” 区間は、実質的にパワートランジスタのスイッチング動作のオフからオンへの変化時点およびオンからオフへの変化時点を含んでいる。すなわち、ノイズ除去信号 W_x は、基本 PWM パルス信号 W_p に応動して作成され、パワートランジスタのスイッチング動作の変化時点を含む所定時間の間に “L” になるようになっている。同期パルス信号 W_s は、基本 PWM パルス信号 W_p の否定信号と第 1 の全体遅延パルス信号 W_a を論理積により論理合成したものであり、図 19 の (g) に示した波形になる。この同期パルス信号 W_s の “H” 区間は、主 PWM パルス信号 W_m の “H” から “L” への変化の直前に発生する。すなわち、高周波スイッチング動作するパワートランジスタがオンからオフに変化する直前において、同期パルス信号 W_s は所要幅の “H” 区間を有している。

【0050】図 1 の位相検出部 36 は、傾斜作成器 47 と位相パルス作成器 48 を含んで構成されている。傾斜作成器 47 は、コイルの端子電圧の差電圧をサンプリングし、サンプル電圧に所要の電圧傾斜を設けた傾斜電圧信号 S_L を作成する。位相パルス作成器 48 は、傾斜作成器 47 の傾斜電圧信号 S_L に応動した位相パルス信号 P_t を作成する。図 13 に傾斜作成器 47 の具体的な構成を示し、図 14 に位相パルス作成器 48 の具体的な構成を示す。

【0051】図 13 の傾斜作成器 47 は、3 相のコイル 12, 13, 14 の電力供給端子電圧 V_1, V_2, V_3 を選択的に検出している。信号選択回路 610 のスイッチ回路 611, 612, 613 は、位相選択指令回路 6

50の位相選択指令信号P_s1に応じて端子電圧V1, V2, V3のいずれか1個を増幅バッファ回路620に選択入力する。位相選択指令回路650は、通電動作ブロックの状態遷移部31の状態保持器44の保持状態に応動した位相選択指令信号P_s1と第1の極性選択信号P_s2と第2の極性選択信号P_s3を出力する。従って、信号選択回路610は、3相のコイル12, 13, 14への通電状態に対応した電力供給端子電圧を検出する。スイッチ回路619は、共通接続端子の共通端子電圧Vcまたは合成電圧回路615の合成共通端子電圧V_cr（または基準電圧源614の基準電圧）を選択して、いずれか一つを増幅バッファ回路620に出力する。ここでは、好ましい例として、スイッチ回路619が共通接続端子の共通端子電圧Vcを選択した場合を説明する。増幅バッファ回路620は、3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3の一つと共通端子電圧Vcの電圧差を増幅した増幅電圧信号Vdを出力する。なお、合成電圧回路615は、抵抗616, 617, 618によって3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3を合成した合成共通端子電圧V_crを作成している。合成共通端子電圧V_crは、共通端子電圧Vcと若干異なるところはあるが、実質的に共通端子電圧Vcとほぼ一致する。従って、以後の説明において、共通端子電圧Vcは合成共通端子電圧V_crと置き換えてよい。

【0052】スイッチ回路625は、同期パルス信号W_sまたは主PWMパルス信号W_mのいずれかを選択し、サンプリングパルス信号W_tとして出力する。ここでは、スイッチ回路625が同期パルス信号W_sを選択した場合を説明するが、主PWMパルス信号W_mを使用しても良い。サンプリングスイッチ回路621は、サンプリングパルス信号W_tが”H”の時にオン（閉）になり、サンプリングパルス信号W_tが”L”の時にオフ（開）になる。コンデンサ素子623を有するコンデンサ回路622は、サンプリングスイッチ回路621がオンになると増幅バッファ回路620の増幅電圧信号Vdをサンプリングする。すなわち、コンデンサ回路622は、サンプリングパルス信号W_tが”H”となった期間に、電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に応動した増幅電圧信号Vdをサンプリングする。これにより、コンデンサ回路622の出力信号である傾斜電圧信号S_Lは電圧差に間欠的に応動するようになる。

【0053】充電回路630は、上側電流源回路631と下側電流源回路632と上側スイッチ回路633と下側スイッチ回路634を含んで構成されている。位相選択指令回路650は、第1の極性選択信号P_s2をアンド回路641へ、そして第2の極性選択信号P_s3をアンド回路642へ出力する。第2の極性選択信号P_s3は第1の極性選択信号P_s2の反転した信号であっても良い。スイッチ回路644は、サンプリングパルス信号

W_tまたは負極電位のいずれかを選択し、インバータ回路643の入力信号として出力する。アンド回路641は、インバータ回路643の出力信号と第1の極性選択信号P_s2を論理合成し、上側スイッチ信号W_f1を出力する。上側スイッチ信号W_f1は第1の極性選択信号P_s2であっても良い。上側スイッチ信号W_f1が”H”になると充電回路630の上側スイッチ633がオンになり、上側電流源回路631は所定電流にてコンデンサ回路622を充電する。すなわち、上側電流源回路631は傾斜電圧信号S_Lを大きくする方向に充電する。アンド回路642は、インバータ回路643の出力信号と第2の極性選択信号P_s3を論理合成し、下側スイッチ信号W_f2を出力する。下側スイッチ信号W_f2は第2の極性選択信号P_s3であっても良い。下側スイッチ信号W_f2が”H”になると充電回路630の下側スイッチ回路634がオンになり、下側電流源回路632は所定電流にてコンデンサ回路622を充電する。すなわち、下側電流源回路632は傾斜電圧信号S_Lを小さくする方向に充電する。その結果、コンデンサ回路622の1個のコンデンサ素子623の端子に形成された傾斜電圧信号S_Lは、電力供給端子電圧V1, V2, V3の一つと共通端子電圧Vcの電圧差に間欠的に応動し、かつ、充電回路630の充電電流に相当した所要の電圧傾斜を有するようになる。充電回路630の上側電流源回路631や下側電流源回路632によるコンデンサ素子623への充電電流は、指令部35によるディスク1やロータ11の目標回転速度に比例または略比例して変化する。これにより、傾斜電圧信号S_Lの電圧傾斜はディスク1やロータ11の（目標）回転速度に応動して変化する。

【0054】図14の位相パルス作成器48は、コンバレータ回路660と位相パルス回路670を含んで構成され、傾斜作成器47の傾斜電圧信号S_Lと基準電圧値の比較結果に応動した位相パルス信号P_tを出力する。コンバレータ回路660は、傾斜作成器47の傾斜電圧信号S_Lを基準電圧回路661の所定の電圧値と比較し、比較信号S_tを出力する。位相パルス回路670は、第1の極性選択信号P_s2と第2の極性選択信号P_s3に応動してコンバレータ回路660の比較信号S_tを正転または反転させた極性選択比較信号を出力する。位相パルス回路670は、フリップフロップ回路を含んで構成され、タイミング調整器43の第3のタイミング調整信号F3の到来によってフリップフロップ回路をリセットし、極性選択比較信号の検出エッジの到来によってフリップフロップ回路をセットする。位相パルス回路670は、このフリップフロップ回路の保持状態に対応した位相パルス信号P_tを出力する。

【0055】図20に傾斜作成器47と位相パルス作成器48の動作説明用の信号波形を示す。位相選択指令回路650の位相選択指令信号P_s1と第1の極性選択信

号 $P_s 2$ と第 2 の極性選択信号 $P_s 3$ が、コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧の正極性変化を選択している場合を説明する。駆動電流 I_1 を通電していない時のコイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 の波形を図 2 0 の (a) に示す。図 2 0 の横軸は時間である。下側パワートランジスタが主 PWM パルス信号 W_m に応動して同時にオン・オフ動作している。従つて、下側パワートランジスタがオンの時に電力供給端子電圧 V_1 は誘起電圧に対応した値になり、下側パワートランジスタがオフの時に電力供給端子電圧 V_1 は電圧供給部 2 5 の正極側電位にほぼ等しくなる。同様に、共通端子電圧 V_c は、下側パワートランジスタがオンの時にほぼ中間的な値になり、下側パワートランジスタがオフの時に電圧供給部 2 5 の正極側電位にほぼ等しくなる。同期パルス信号 W_s は主 PWM パルス信号 W_m に同期して発生し、下側パワートランジスタがオンからオフに変わる直前において、同期パルス信号 W_s は "H" になる (図 2 0 の (b) 参照)。同期パルス信号 W_s がサンプリングパルス信号 W_t になっているので、コンデンサ回路 6 2 2 は同期パルス信号 W_s の発生時点におけるコイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧に応動した増幅電圧信号 V_d をサンプリングする。サンプリング時点のコンデンサ回路 6 2 2 のサンプル電圧は、コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧に応動したサンプル値になる (図 2 0 の (c) の丸点)。なお、充電動作を行わない場合のコンデンサ回路 6 2 2 の出力電圧信号 S_L は、図 2 0 の (c) の破線に示すような階段状の電圧信号になる。

【0056】コンデンサ回路 6 2 2 は、充電回路 6 3 0 によって所要の電流で充電される。位相選択指令回路 6 5 0 は、通電動作ブロックの状態遷移部 3 1 の状態保持器 4 4 の保持状態に応動して第 1 の極性選択信号 $P_s 2$ と第 2 の極性選択信号 $P_s 3$ を変化させる。コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の電圧差が正極性傾斜を有している区間において、第 1 の極性選択信号 $P_s 2$ が "H" になり、第 2 の極性選択信号 $P_s 3$ が "L" になる。これにより、充電回路 6 3 0 は上側電流源回路 6 3 1 からコンデンサ回路 6 2 2 を充電し、コンデンサ回路 6 2 2 の出力電圧信号 S_L を徐々に大きくなる (図 2 0 の (c) 参照)。すなわち、コンデンサ回路 6 2 2 の出力電圧信号 S_L は、コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の電圧差に応動した傾斜電圧信号になる。位相パルス作成器 4 8 のコンパレータ回路 6 6 0 は、コンデンサ回路 6 2 2 の傾斜電圧信号 S_L と基準電圧回路 6 6 1 の所定の基準電圧を比較し、その比較結果に応動した比較信号 S_t を出力する。コンパレータ回路 6 6 0 の比較信号 S_t の波形を図 2 0 の (d) に示す。位相パルス回路 6 7 0 は、第 1 の極性選択信号 $P_s 2$ や第 2 の極性選択信号 $P_s 3$ に応動して比較信号 S_t を正転 (または反転) させた極性選択比較信号

号を作る。位相パルス回路 6 7 0 は、第 3 のタイミング調整信号 F_3 によってフリップフロップ回路をリセットし、極性選択比較信号によってフリップフロップ回路をセットする。このフリップフロップ回路の保持状態を位相パルス信号 P_t として出力する (図 2 0 の (e) 参照)。

【0057】図 2 1 に傾斜作成器 4 7 と位相パルス作成器 4 8 の別の動作説明用の信号波形を示す。位相選択指令回路 6 5 0 の位相選択指令信号 $P_s 1$ と第 1 の極性選択信号 $P_s 2$ と第 2 の極性選択信号 $P_s 3$ が、コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧の負極性変化を選択している場合を説明する。駆動電流 I_1 を通電していない時のコイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 の波形を図 2 1 の (a) に示す。図 2 1 の横軸は時間である。同期パルス信号 W_s は主 PWM パルス信号 W_m に同期して発生し、下側パワートランジスタがオンからオフに変わる直前において、同期パルス信号 W_s は "H" になる (図 2 1 の (b) 参照)。同期パルス信号 W_s の発生時点におけるコイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧に応動した増幅電圧信号 V_d をサンプリングする。サンプリング時点のコンデンサ回路 6 2 2 のサンプル電圧は、コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧に応動したサンプル値になる (図 2 1 の (c) の丸点)。なお、充電動作を行わない場合のコンデンサ回路 6 2 2 の出力電圧信号 S_L は、図 2 1 の (c) の破線に示すような階段状の電圧信号になる。

【0058】位相選択指令回路 6 5 0 は、コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧が負極性傾斜を有している区間において、第 1 の極性選択信号 $P_s 2$ を "L" にし、第 2 の極性選択信号 $P_s 3$ を "H" にする。これにより、充電回路 6 3 0 は下側電流源回路 6 3 2 からコンデンサ回路 6 2 2 を充電し、コンデンサ回路 6 2 2 の出力電圧信号 S_L を徐々に小さくする (図 2 1 の (c) 参照)。すなわち、コンデンサ回路 6 2 2 の出力電圧信号 S_L は、コイル 1 2 の電力供給端子電圧 V_1 と共通端子電圧 V_c の差電圧に応動した傾斜電圧信号になる。位相パルス作成器 4 8 のコンパレータ回路 6 6 0 は、コンデンサ回路 6 2 2 の傾斜電圧信号 S_L と基準電圧回路 6 6 1 の所定の基準電圧を比較し、その比較結果に応動した比較信号 S_t を出力する。コンパレータ回路 6 6 0 の比較信号 S_t の波形を図 2 1 の (d) に示す。位相パルス回路 6 7 0 は、第 1 の極性選択信号 $P_s 2$ や第 2 の極性選択信号 $P_s 3$ に応動して比較信号 S_t を反転 (または正転) させた極性選択比較信号を作る。位相パルス回路 6 7 0 は、第 3 のタイミング調整信号 F_3 によってフリップフロップ回路をリセットし、極性選択比較信号によってフリップフロップ回路をセットする。このフリップフロップの保持状態を位相パルス信号 P_t として出力する (図 2 1 の (e) 参照)。

【0059】これにより、位相パルス信号P_tの変化時点は、3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の差電圧が所定値になるタイミングに対応し、ロータ11の回転位相に正確に対応している。たとえば、位相パルス信号P_tの変化時点は、コイルの誘起電圧の零クロス位相、すなわち逆起電力が零になるタイミングに対応している。傾斜作成器47はパワー・トランジスタの高周波スイッチングの1周期内において滑らかに変化する傾斜電圧信号S_Lを作成し、位相パルス作成器48はこの傾斜電圧信号S_Lに応動した正確なタイミングにて位相パルス信号P_tを出力する。従って、位相検出部36の位相パルス信号P_tは、パワー・トランジスタの高周波スイッチングの影響を受けなくなり、電圧検出部30の検出パルス信号D_tよりも正確なタイミング信号になっている。

【0060】図22に充電電流が少ない場合の傾斜作成器47の傾斜電圧信号S_Lを示す。傾斜電圧信号S_Lは、同期パルス信号W_sによるサンプリング時点においてコイルの電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧になるので、充電電流が少なくて電圧傾斜が小さい場合でも大きな誤差は発生しない。図23に充電電流が多い場合の傾斜作成器47の傾斜電圧信号S_Lを示す。傾斜電圧信号S_Lは、同期パルス信号W_sによるサンプリング時点においてコイルの電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧になるので、充電電流が多くて傾斜が大きい場合でも大きな誤差は発生しない。なお、図22および図23の横軸は時間である。

【0061】図24に電気角360度にわたる位相選択指令信号P_{s1}（3相の位相選択指令信号P_{s11}, P_{s12}, P_{s13}）と第1の極性選択信号P_{s2}と第2の極性選択信号P_{s3}を示す。ディスク1やロータ11の回転に伴って、検出すべきコイルの電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差を順次切り換えている。通電動作ブロックの状態遷移部31の状態保持器44はロータ11の回転に伴って保持状態を順次遷移し、状態保持器44の保持状態に応動して位相選択指令回路650の位相選択指令信号P_{s1}（3相の位相選択指令信号P_{s11}, P_{s12}, P_{s13}）が電気角60度毎に順次変化する（図24の（a）～（c）参照）。位相選択指令信号P_{s11}, P_{s12}, P_{s13}はそれぞれスイッチ回路610のスイッチ回路611, 612, 613をオンまたはオフさせ、3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3の選択をロータ11の回転に伴って順次切り換えていく。状態保持器44の保持状態に応動して位相選択指令回路650の第1の極性選択信号P_{s2}と第2の極性選択信号P_{s3}は電気角60度毎に”H”と”L”を変化する（図24の（d）,

（e）参照）。ここでは、第2の極性選択信号P_{s3}は第1の極性選択信号P_{s2}の反転信号になっている。第

1の極性選択信号P_{s2}は、位相検出する電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差の傾斜極性に対応している。通電動作ブロックの状態遷移部31は、電圧検出部30の検出パルス信号D_tの発生に応動して第3のタイミング調整信号F₃を出力する（図24の（f）参照）。第3のタイミング調整信号F₃は、次の位相パルス信号P_tの発生タイミングよりもかなり早めに生じる。従って、タイミング調整信号F₃の到来後に位相パルス信号P_tの検出エッジが発生する（図24の（g）の矢印参照）。このようにして、位相検出部36の位相パルス信号P_tは、コイルの電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差に応動した正確なタイミング信号になり、電気角で60度または略60度の回転毎に検出エッジである立ち上がりエッジを発生する。

【0062】次に、実施の形態1の全体的な動作および利点について説明する。状態遷移部31の第1の状態信号P₁～P₆と第2の状態信号Q₁～Q₆に応動して、通電制御部32は下側通電制御信号M₁～M₃と上側通電制御信号N₁～N₃を出力し、通電すべきコイルを選択する。電力供給部20は、通電制御部32の下側通電制御信号M₁～M₃と上側通電制御信号N₁～N₃に応動して3個の下側パワートランジスタ101, 102, 103と3個の上側パワートランジスタ105, 106, 107をオン・オフ動作させ、3相のコイル12, 13, 14への電力供給を行う。

【0063】スイッチング制御部22と電流検出部21はスイッチング動作ブロックを形成し、3相のコイル12, 13, 14にPWM化されたパルス的な駆動電圧V₁, V₂, V₃を供給するように動作させる。スイッチング制御部22の主PWMパルス信号W_mに応動して、通電制御部32の下側通電制御信号M₁, M₂, M₃がPWMパルス信号になる。通電制御部32の下側通電制御信号M₁, M₂, M₃によって選択された電力供給部20の1個または2個の下側パワートランジスタ101, 102, 103は同時にオン・オフの高周波スイッチング動作し、3相のコイル12, 13, 14に3相の駆動電流I₁, I₂, I₃の負極側電流を供給する。電力供給部20の下側パワートランジスタ101, 102, 103がすべてオフになった時には、コイルのインダクタンス作用により、通電相のコイルに接続されている1個または2個の上側パワーダイオード105d, 106d, 107dがオンに変わり、3相のコイル12, 13, 14に3相の駆動電流I₁, I₂, I₃の負極側電流を連続的に供給する。その結果、3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V₁, V₂, V₃は高周波スイッチング電圧になる。これにより、電力供給部20の下側パワートランジスタ101, 102, 103の電力損失が大幅に小さくなる。

【0064】電力供給部20の上側パワートランジスタ105, 106, 107は、3相のコイル12, 13,

1 4 に駆動電流 I 1, I 2, I 3 の正極側電流を供給する。通電制御部 3 2 の上側補助信号 W_j が “L” に固定された場合を説明する。これは、補助選択回路 4 0 6 のスイッチ回路 4 6 1 が S_b 側に接続された場合に相当する。この場合に、通電制御部 3 2 の上側通電制御信号 N 1, N 2, N 3 によって選択された電力供給部 2 0 の 1 個または 2 個の上側パワートランジスタ 1 0 5, 1 0 6, 1 0 7 を同時にオンにし (PWM動作はしない) 、3相のコイル 1 2, 1 3, 1 4 に 3 相の駆動電流 I 1, I 2, I 3 の正極側電流を供給する。これにより、電力供給部 2 0 の上側パワートランジスタ 1 0 5, 1 0 6, 1 0 7 の電力損失は大幅に小さくなる。また、電力供給部 2 0 の下側パワートランジスタ 1 0 1, 1 0 2, 1 0 3 と上側パワートランジスタ 1 0 5, 1 0 6, 1 0 7 は、ロータ 1 1 の回転に伴って 3 相のコイル 1 2, 1 3, 1 4 に正極性と負極性に交番する両方向の 3 相の駆動電流 I 1, I 2, I 3 を供給する。

【0065】通電制御部 3 2 の上側補助信号 W_j がスイッチング制御部 2 2 の補助 PWM パルス信号 W_h に一致する場合を説明する。これは、補助選択回路 4 0 6 のスイッチ回路 4 6 1 が S_a 側に接続された場合に相当する。補助 PWM パルス信号 W_h は、主 PWM パルス信号 W_m のオン・オフ PWM に相補的にオフ・オンする PWM 信号である。通電制御部 3 2 の上側通電制御信号 N 1, N 2, N 3 は、補助 PWM パルス信号 W_h に応動した PWM パルス信号を含み、上述の上側パワーダイオードがオンする区間において同一相の上側パワートランジスタをオンさせる。すなわち、オン・オフの高周波スイッチング動作する下側パワートランジスタと同一相の上側パワートランジスタを、下側パワートランジスタのオン・オフの高周波スイッチング動作に相補的にオフ・オンの高周波スイッチング動作させる。これにより、上側パワーダイオードで生じる電力損失を低減し、電力損失・発熱の一層の低減ができる。なお、補助 PWM パルス信号 W_h は補助的なものであり、上述のように、その動作をなくしても良い (スイッチ回路 4 6 1 を S_b 側に接続させる)。

【0066】電流検出部 2 1 は、電力供給部 2 0 の 3 個の下側パワートランジスタ 1 0 1, 1 0 2, 1 0 3 を介して電圧供給部 2 5 が 3 相のコイル 1 2, 1 3, 1 4 に供給する通電電流または合成供給電流 I_g を検出し、電流検出信号 A_d を出力する。この合成供給電流 I_g は、3 相のコイル 1 2, 1 3, 1 4 への 3 相の駆動電流 I 1, I 2, I 3 の負極側電流の合成値に相当する。スイッチング制御部 2 2 は、電流検出信号 A_d と指令信号 A_c を比較し、その比較結果に応動した主 PWM パルス信号 W_m と補助 PWM パルス信号 W_h を出力する。電力供給部 2 0 の下側パワートランジスタ 1 0 1, 1 0 2, 1 0 3 は主 PWM パルス信号 W_m に応動してオン・オフの高周波スイッチング動作し、3 相のコイル 1 2, 1 3,

1 4 への電力供給端子電圧 V 1, V 2, V 3 を PWM 電圧にする。その結果、合成供給電流 I_g は指令信号 A_c に応動して電流制御される。これにより、3 相のコイル 1 2, 1 3, 1 4 への駆動電流 I 1, I 2, I 3 を指令信号 A_c に応動して正確に電流制御でき、発生駆動力の脈動を低減できる。すなわち、ディスク 1 やロータ 1 1 の振動・騒音を大幅に低減できる。

【0067】電力供給部 2 0 の下側パワートランジスタは、スイッチング制御部 2 2 の単一のパルス信号である主 PWM パルス信号 W_m に応動して同時にオン・オフの高周波スイッチング動作しているので、その構成は簡素である。上側補助信号 W_j を “L” に固定した場合には、電力供給部 2 0 の上側パワートランジスタは PWM 動作しないので、その通電切換は極めて容易である。電力供給部 2 0 の上側パワートランジスタを補助 PWM パルス信号 W_h に応動してオフ・オンの高周波スイッチング動作させた場合でも、単一のパルス信号に応動して動作しているので、主 PWM パルス信号 W_m と補助 PWM パルス信号 W_h の間に隙間時間を容易に設けることができ、同一相の下側パワートランジスタと上側パワートランジスタの同時オンを簡単に防止できる。

【0068】電圧検出部 3 0 の電圧比較器 4 1 は、実質的に 3 相の電力供給端子電圧 V 1, V 2, V 3 と共通端子電圧 V_c を直接比較する。状態遷移部 3 1 の第 1 の状態信号 P 1 ~ P 6 および／または第 2 の状態信号 Q 1 ~ Q 6 に応動して、選択指令回路は選択指令信号を出力する。選択指令信号によって選択された電力供給端子電圧の比較結果が、選択電圧比較信号 B_j として出力される。これにより、状態遷移部 3 1 の保持状態に対応したコイルの電力供給端子電圧を容易に選択して検出比較でき、選択検出された比較結果に応動したパルス的な選択電圧比較信号 B_j を得ている。すなわち、ディスク 1 およびロータ 1 1 の回転に伴って検出比較するコイル 1 2, 1 3, 1 4 の電力供給端子電圧を選択し、選択検出された端子電圧の比較結果に直接応動した選択電圧比較信号 B_j を得ることができる。

【0069】電圧検出部 3 0 の検出パルス作成器 4 2 のノイズ除去回路 2 0 1 は、電圧比較器 4 1 の選択電圧比較信号 B_j をノイズ除去信号 W_x により論理ゲート処理し、選択電圧比較信号 B_j に含まれる PWM ノイズの影響を除去した出力信号 C_a を得ている。すなわち、スイッチング制御部 2 2 のノイズ除去信号 W_x は、主 PWM パルス信号 W_m の変化時点を含む、少なくとも変化時点から所定時間の間は “L” に保たれている。従って、ノイズ除去信号 W_x と選択電圧比較信号 B_j のアンド論理を取ることにより、パワートランジスタの PWM 動作に付随して選択電圧比較信号 B_j に混入するノイズを除去している。その結果、ノイズ除去回路 2 0 1 の出力信号 C_a はコイルの電力供給端子電圧と共通端子電圧の比較結果を正確に反映したものになる。特に、電力供給部 2

0のパワートランジスタが単一のパルス信号である主P WMパルス信号Wmに応動して高周波スイッチング動作しているので、PWMノイズの影響を除去するノイズ除去信号Wxを簡単に作成できる。

【0070】検出パルス作成器42のパルス作成回路202は、ノイズ除去回路201の出力信号Caの立ち上がりエッジの到来によって検出パルス信号Dtを“H”に変化させ、その変化時点から第3の調整時間T3後に生じる第3のタイミング調整信号F3によって検出パルス信号Dtを“L”にリセットする。これにより、たとえば電力供給端子電圧と共通端子電圧の比較出力にチャタリングが入ってノイズ除去回路201の出力信号Caの立ち上がりエッジが誤って2度以上発生しても、パルス作成回路202の検出パルス信号Dtは1度しか変化しないようにしている。従って、検出パルス信号Dtを用いた状態遷移部31の誤動作防止を行っている。

【0071】状態遷移部31のタイミング調整器43は、検出パルス信号Dtの立ち上がりエッジの到来を検出し、第1のカウンタ回路303により検出パルス信号Dtの検出エッジ到来の時間間隔T0を計測する。第2のカウンタ回路304は、検出パルス信号Dtのエッジ到来時点から時間間隔T0に応動した第1の調整時間T1だけ遅延させた第1のタイミング調整信号F1を出力する。また、第2のカウンタ回路304と第3のカウンタ回路305は、検出パルス信号Dtのエッジ到来時点から時間間隔T0に応動した第2の調整時間T2だけ遅延させた第2のタイミング調整信号F2を出力する。さらに、遅延パルス化回路310は、検出パルス信号Dtのエッジ発生時点から時間間隔T0に応動した第3の調整時間T3だけ遅らせた第3のタイミング調整信号F3を出力する(図15の(f)参照)。ここに、各調整時間は、T1 < T2 < T3 < T0の関係を有している。

【0072】状態遷移部31の状態保持器44は、第1のタイミング調整信号F1に応動して第1の状態保持回路320の保持状態を遷移させ、第1の状態信号P1～P6をシフトさせる。また、状態遷移部31の状態保持器44は、第2のタイミング調整信号F2に応動して第2の状態保持回路330の保持状態を遷移させ、第2の状態信号Q1～Q6をシフトさせる。第1のタイミング調整信号F1と第2のタイミング調整信号F2の到来毎に、第1の状態信号P1～P6と第2の状態信号Q1～Q6は順次シフトしていく(図16参照)。通電制御部32の第1の選択回路401と第2の選択回路402は、状態遷移部31の第1の状態信号P1～P6と第2の状態信号Q1～Q6に応動して第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3と第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3を作りだす。第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3はそれぞれ、電力供給部20の下側パワートランジスタ101, 102, 103の通電区間を決め、3相のコイル12, 13, 14に3相の駆動電流I1, I2, I3の正極側電流を供給する通電区間を決める。通電制御部32は、第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3とスイッチング制御部22の主PWMパルス信号Wmを論理合成して下側通電制御信号M1, M2, M3を作りだし、電力供給部20の下側パワートランジスタ101, 102, 103をオン・オフのPWMスイッチング動作させる。これにより、下側パワートランジスタの電力損失・発熱を大幅に低減する。

【0073】補助選択回路406のスイッチ回路461がSa側に接続されている場合には、上側補助信号Wjが“L”になり、補助通電制御信号Mm5, Mm6, Mm7も“L”になる。従って、通電制御部32は、第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3に一致する上側通電制御信号N1, N2, N3を作りだし、電力供給部20の上側パワートランジスタ105, 106, 107をオン・オフさせる(高周波スイッチング動作はしない)。これにより、上側パワートランジスタでの電力損失・発熱を低減する。さらに、補助選択回路406のスイッチ回路461がSb側に接続されている場合には、上側補助信号Wjは補助PWMパルス信号Whに一致し、第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3の“H”区間内をパルス化した補助通電制御信号Mm5, Mm6, Mm7を作り出す。通電制御部32の第3のパルス合成回路405は、第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3と補助通電制御信号Mm5, Mm6, Mm7を論理合成し、上側通電制御信号N1, N2, N3を作りだす。第2の選択信号Nn1, Nn2, Nn3に一致する区間において、電力供給部20の上側パワートランジスタ105, 106, 107をオン・オフ動作させる(高周波スイッチング動作はしない)。第1の選択信号Mm1, Mm2, Mm3に一致する区間では、補助PWMパルス信号Whに応動して、電力供給部20の上側パワートランジスタ105, 106, 107をオフ・オンの高周波スイッチング動作させる。これにより、上側パワートランジスタ105, 106, 107と上側パワーダイオード105d, 106d, 107dによる電力損失・発熱を大幅に低減する。

【0074】位相検出部36の傾斜作成器47は、3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3の一つと共通端子電圧Vcの電圧差に応動した増幅電圧信号Vdをコンデンサ回路622の1個のコンデンサ素子623に間欠的にサンプリングし、コンデンサ回路622にサンプル電圧を得ている。パワートランジスタを高周波スイッチング動作させるスイッチングパルス信号に同期して、増幅電圧信号Vdをコンデンサ回

路622にサンプリングする。このサンプリングは同期パルス信号W_sまたは主PWMパルス信号W_mであり、パワートランジスタがオンになっているPWM期間において増幅電圧信号V_dをサンプリングしている。充電回路630は、コンデンサ回路622のコンデンサ素子623に充電電流を供給する。これにより、コンデンサ回路622のコンデンサ素子623の端子に所要の電圧傾斜を有する傾斜電圧信号S_Lが得られる。すなわち、傾斜電圧信号S_Lは、サンプリング期間において3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3の一つと共通端子電圧V_cの電圧差に間欠的に応動したサンプル電圧になり、サンプリング期間以外の所要の期間において実質的に所要の電圧傾斜を設けられている。これにより、電力供給部20のパワートランジスタが高周波スイッチング動作を行っていても、傾斜電圧信号S_Lは実質的にコイルの逆起電力に対応した波形になっている。位相パルス作成器48は、傾斜作成器47の傾斜電圧信号S_Lと所定の基準電圧を比較し、比較結果に応動した位相パルス信号P_tを作成する。これにより、パワートランジスタが高周波スイッチング動作を行っている場合であっても、コイルの逆起電力に応動した正確なタイミングにおいて位相パルス信号P_tの検出エッジを作成している。

【0075】位相選択指令回路650は、通電動作ブロックの状態遷移部31の保持状態に応動して位相選択指令信号P_{s1}と第1の極性選択信号P_{s2}と第2の極性選択回路P_{s3}を変化させる。これにより、ロータの回転に同期して順次検出すべき電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差を切り換えていく。すなわち、ロータ11の回転に伴って位相検出すべきコイルの逆起電力を選択することにより、電気角60度または約60度毎に位相パルス信号P_tの検出エッジを得ている。指令部35は、位相検出部36の位相パルス信号P_tによりディスク1やロータ11の回転速度を検出し、その回転速度に応動した指令信号A_cを出力している。すなわち、ディスク1やロータ11の回転速度の制御が行われる。位相パルス信号P_tの検出エッジは正確な回転位相のタイミングにて発生するので、ディスク1やロータ11の高精度の速度制御が可能になり、ディスク1の回転ジッタを大幅に低減できる。これにより、ヘッド2と情報処理部3によるディスク1への記録精度の向上および/またはディスク1からの再生情報信号のジッタの低減が可能になり、ディスクに高密度に記録および/または再生を行うディスク装置を実現できる。

【0076】実施の形態1では、3相のコイルの電力供給端子電圧と共通端子電圧を比較した検出パルス信号や位相パルス信号を作成し、検出パルス信号や位相パルス信号に応動してロータ11やディスク1を回転駆動している。これにより、ロータ11やディスク1の回転位置を検出する位置検出素子を不要にした。また、3相のコ

イルに両方向の駆動電流を供給するパワートランジスタをオン・オフの高周波スイッチング動作させ、パワートランジスタの電力損失を大幅に低減した。すなわち、下側パワートランジスタをフルオン・オフの高周波スイッチング動作させ、上側パワートランジスタをフルオン・オフして電流路を切り換える、パワートランジスタの電力損失を著しく小さくした。実施の形態1では、位相検出部36は1個のコンデンサ素子を用いて傾斜電圧信号S_Lを作成し、傾斜電圧信号S_Lに応動した位相パルス信号P_tを作成している。傾斜作成器47は、3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3の一つと共通端子電圧V_cの電圧差に間欠的に応動し、所要の電圧傾斜を有する傾斜電圧信号S_Lを1個のコンデンサ素子の端子に作成した。この傾斜電圧信号S_Lと所要の基準電圧を比較し、その比較結果に応動した位相パルス信号P_tを作成した。これにより、位相パルス信号P_tは検出しているコイルの逆起電力に対応した正確なタイミングにて変化する。指令部35は、位相パルス信号によりディスク1およびロータ11の回転速度に応動した指令信号を作成する。スイッチング動作プロックは、指令信号に応動してパワートランジスタを高周波スイッチング動作させている。これにより、ディスク1とロータ11の回転速度を正確に制御できる。すなわち、パワートランジスタが高周波スイッチング動作を行っていても、位相パルス信号P_tは正確なタイミングで変化して、ディスク1の回転速度の変動は著しく小さくなる。その結果、ディスク1への高密度な記録動作やディスク1からの低ジッタの再生動作が可能になり、高性能なディスク装置を実現できる。

【0077】1個のコンデンサ素子623と、スイッチングパルス信号W_tに同期して3相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧をコンデンサ素子623の端子に間欠的にサンプリングするサンプリング回路（スイッチ回路610, スイッチ回路619, 増幅バッファ回路620, サンプリングスイッチ回路621を含む回路）と、コンデンサ素子623に連続的または間欠的に充電電流を供給する充電回路630と、を含んで傾斜作成器47を構成することにより、上述の傾斜電圧信号S_Lを容易に作成できる。スイッチングパルス信号に同期した同期パルス信号W_sをサンプリングパルス信号W_tとして使用するならば、高周波スイッチング動作するパワートランジスタのオンからオフに変化する直前に、3相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧をサンプリングできるので、高周波スイッチングの影響を除去した正確なサンプル電圧をコンデンサ素子623の端子にサンプリングすることができる。その結果、簡素な構成により正確な位相パルス信号P_tを作成できる。

【0078】充電回路630において、上側電流源回路

631と下側電流源回路632によるコンデンサ素子623への充電電流を指令部35によるディスク1やロータ11の（目標）回転速度に比例または略比例して変化させている。これにより、傾斜電圧信号SLの電圧傾斜はディスク1やロータ11の（目標）回転速度に応動して変化する。その結果、（目標）回転速度を切り換えた場合であっても、コイルの逆起電力に対応した正確な傾斜電圧信号SLを作成することができ、位相検出部36の位相パルス信号Ptは傾斜電圧信号SLに応動して正確なタイミングにて変化する。その結果、ディスク1の高精度な回転速度制御を実現することができる。実施の形態1では、指令部35がヘッド2の半径位置に対応してディスク1の目標回転速度を変化させる動作モードを含んで構成され、ディスク1の（目標または実）回転速度に応動してコンデンサ素子623への充電電流を変化させて、傾斜電圧信号SLの電圧傾斜を適切に調整している。これにより、ディスク1をヘッド2の半径位置に応動してCLVまたはZCLV（ゾーンCLV）による可変速度にて正確に速度制御することができる。その結果、実施の形態1のディスク装置では、ディスク1への高密度な記録および／または再生を実現することができる。

【0079】3相のコイルの電力供給端子電圧V1, V2, V3のいずれかと共通端子電圧Vcの電圧差を增幅バッファ回路620を介してサンプリングするようにしたが、そのような場合に限定されない。たとえば、性能は若干悪化するが、3相のコイルの電力供給端子電圧V1, V2, V3を合成して合成共通端子電圧Vcrを作成し、この合成共通端子電圧Vcrを共通端子電圧として使用してもよい。また、通電動作ブロックの動作に応じて検出する電力供給端子電圧V1, V2, V3を順次変更することにより、位相パルス信号Ptの検出点数を増やし、回転速度の制御性能を向上させた。しかし、そのような場合に限らず、たとえば、特定の1個の電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差を間欠的に検出して傾斜電圧信号を作成し、傾斜電圧信号に応動した位相パルス信号を作成するようにしても良い。

【0080】スイッチング動作ブロックは、電圧供給部25から3相のコイル12, 13, 14への合成供給電流Igに応動した電流検出信号Adを作成する電流検出器21と、電流検出信号Adと指令信号Acに応動したスイッチングパルス信号Wmを作成するスイッチング制御器22と、を含んで構成されている。3個の下側パワートランジスタ101, 102, 103と3個の上側パワートランジスタ105, 106, 107のうちで少なくとも1個のパワートランジスタをスイッチングパルス信号Wmに応動して高周波スイッチング動作させる。このように構成するならば、3相のコイル12, 13, 14への3相の駆動電流I1, I2, I3を指令信号に応動して正確に電流制御できる。また、電流路の切換動作

において、3個の下側パワートランジスタまたは3個の上側パワートランジスタのうちで2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしても、3相のコイルへの駆動電流を指令信号に応動して容易に正確に制御できる。特に、3個の下側パワートランジスタと3個の上側パワートランジスタのうちで一方または両方を单一のスイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作させることにより、簡素な構成により3相のコイルへの供給電流を指令信号に応動して正確に電流制御できる。また、複数個のパワートランジスタが実質的に单一のスイッチングパルス信号に応動して高周波スイッチング動作するので、上述の位相検出部36におけるサンプリング動作が簡単かつ安定になる。

【0081】実施の形態1では、状態遷移部31と通電制御部32によって通電動作ブロックを形成している。状態遷移部31は、検出パルス信号の到来から第1の調整時間T1後に生じる第1のタイミング調整信号F1に応動して、その保持状態を第1の保持状態から第2の保持状態に遷移させる。次に、検出パルス信号の到来から第2の調整時間T2（T2 > T1）後に生じる第2のタイミング調整信号F2に応動して、状態遷移部31は保持状態を第2の保持状態から第3の保持状態に遷移させる。通電制御部32は、状態遷移部31の保持状態に応動して3相の下側通電制御信号と3相の上側通電制御信号を作成し、3個の下側パワートランジスタと3個の上側パワートランジスタの通電区間を制御する。これにより、3個の下側パワートランジスタと3個の上側パワートランジスタの各通電区間は電気角で360/3 = 120度よりも大きくできる。さらに、スイッチング動作ブロックは、3個の下側パワートランジスタと3個の上側パワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタを高周波スイッチング動作させながら、電圧供給部25から3相のコイルへの合成供給電流を指令信号に応動して制御している。これにより、少なくとも1個のパワートランジスタを高周波スイッチング動作させて指令信号に応動して合成供給電流を制御しながら、電流路の切換動作において、3個の下側パワートランジスタまたは3個の上側パワートランジスタのうちで2個のパワートランジスタを同時に通電状態にしている。すなわち、2個のパワートランジスタが同時に通電状態になつても、3相のコイルへの供給電流は指令信号に応動して正確に制御される。2個のパワートランジスタを同時に通電状態にすることにより電流路の切換動作を滑らかにしているので、発生駆動力の脈動は大幅に小さくなる。その結果、位置検出素子が不要で、消費電力が小さく、ディスクの振動・騒音が小さく、高性能なモータやディスク装置を安価に実現できる。また、ディスクの振動・騒音が大幅に小さくなり、ディスクへの記録再生が安定になる。

【0082】また、状態遷移部31は、検出パルス信号

の到来間隔T0に応動して第1の調整時間T1と第2の調整時間T2を変化させている。これにより、ディスクの回転速度が広範囲に変化した場合であっても、3個の下側パワートランジスタと3個の上側パワートランジスタの各通電区間を $360/3=120$ 度よりも確実に大きくできる。実施の形態1においては、上側パワートランジスタや下側パワートランジスタの通電区間を140度程度(130度~150度)にした。この通電区間は、振動・騒音を低減するためにたとえば125度以上、180度以内で大きくしても良い。実施の形態1においては、パワートランジスタの通電区間が回転速度に応動して正確に変化する例を示したが、本発明はそのような場合に限定されない。また、3個の下側パワートランジスタのうちで1個または2個のパワートランジスタをオン・オフの高周波スイッチング動作させ、1個の電力供給端子電圧を高周波スイッチング動作させる第1のスイッチング動作と2個の電力供給端子電圧を高周波スイッチング動作させる第2のスイッチング動作を実現し、ロータ11の回転に伴って第1のスイッチング動作と第2のスイッチング動作を交互に行わせた。このように、下側パワートランジスタのみを高周波スイッチング動作させているので、電力供給端子電圧V1, V2, V3はアース電位以下にならない。その結果、下側パワートランジスタと上側パワートランジスタと他の多くのトランジスタや抵抗を单一のシリコンチップ上に接合分離して集積回路化した場合に、下側パワートランジスタの高周波スイッチング動作に伴う不要な寄生トランジスタの動作がなくなり、集積化された他のトランジスタの動作を阻害するがなくなる。すなわち、全体の動作は極めて安定になる。しかし、このような構成に限らず、下側パワートランジスタと上側パワートランジスタのうちで少なくとも1個のパワートランジスタが高周波スイッチング動作を行わせることにより、コイルへの供給電流を制御できる。

【0083】実施の形態1では、高周波スイッチング動作を行うパワートランジスタのオフからオンへの変化時点を含む第1の停止期間とオンからオフへの変化時点を含む第2の停止期間の間は検出パルス信号の検出動作を停止させ、第1の停止期間と第2の停止期間を除く残りの時間の時にコイルの端子電圧の比較結果に応動した検出パルス信号の検出動作を実施させている。これにより、パワートランジスタのPWMスイッチング動作に伴うノイズによる誤検出・誤動作を容易に防止できる。その結果、検出パルス信号に応動してコイルへの電流路の切換動作を行わせることにより、ロータ11やディスク1を高精度に回転駆動できる。すなわち、ディスク1を高精度に回転駆動するディスク装置を実現できる。なお、実施の形態1では、高周波スイッチング動作を行うパワートランジスタのオン側とオフ側の両方の所要期間において検出パルス信号の検出動作を実行させたが、そ

のような場合に限定されない。たとえば、高周波スイッチング動作を行うパワートランジスタのオフ側において検出パルス信号の検出動作を停止させ、オン側の所要期間のみにおいて検出パルス信号の検出動作を実行させても良く、本発明に含まれる。

【0084】実施の形態1の電圧検出部30は、コイルの端子電圧を比較する電圧比較器41と、ノイズ除去回路201を含む検出パルス作成器42を含んで構成されている。ノイズ除去回路201は、スイッチングパルス信号である主PWMパルス信号に応動したノイズ除去信号により電圧比較器41の選択電圧比較信号を論理ゲート処理し、スイッチングパルス信号のオフからオンへの変化時点を含む第1の所定時間とオンからオフへの変化時点を含む第2の所定時間において電圧比較器41の選択電圧比較信号を無効にしている。これにより、PWMスイッチング動作に伴うノイズによる誤検出を簡単に防止できる。電圧検出部30は検出パルス作成器42を含み、ノイズ除去回路201の出力信号の立ち上がりエッジ(または立ち下がりエッジ)の発生に応動してフリップフロップの状態を変化させ、フリップフロップの状態に応動した検出パルス信号を作成している。これにより、検出パルス信号が過剰に発生することを防止し、通電制御動作を安定にしている。すなわち、ディスク1やロータ11を安定に回転駆動している。なお、フリップフロップの状態変化に対応する検出パルス信号のエッジから第3の調整時間を経過した後に、第3のタイミング調整信号によってフリップフロップをリセットするようしている。第3の調整時間は検出パルス信号のエッジ間隔に応動して変化するようしているので、ロータ11の回転速度が変化しても確実に過剰パルスの発生を防止できる。特に、ディスク1やロータ11の起動・加速時において、この効果は大きい。

【0085】実施の形態1では、下側パワートランジスタのオン・オフの高周波スイッチング動作に対して、同一相の上側パワートランジスタを相補的にオフ・オンの高周波スイッチング動作させている。これにより、上側パワーダイオードによる電力損失を低減している。また、下側パワートランジスタと上側パワートランジスタが同時にオン状態にならないように、それらの動作に隙間時間を設けている。この隙間時間内では上側ダイオードのオン電圧の影響が生じるので、ノイズ除去信号Wxによってコイルの端子電圧の検出動作を隙間時間内において停止させている。また、单一のパルス信号に応動してこれらの動作を行わせているので、非常に簡単な回路構成で容易に実現できる。なお、実施の形態1では、1個または2個の上側パワートランジスタを同時に相補的なオフ・オンの高周波スイッチング動作させるようにしたが、そのような場合に限らず、1個の上側パワートランジスタだけが相補的なオフ・オンの高周波スイッチング動作させるようにしても良い。

【0086】実施の形態1の上側補助信号Wjを“L”状態に固定した場合には、下側パワートランジスタがオフになったときに、上側ダイオードがオンになる。電圧検出部30によるコイルの端子電圧の検出において、上側ダイオードのオン電圧の影響により誤検出を発生する恐れがある。このような上側ダイオードがオンする区間でのコイルの端子電圧の誤検出を防止するために、ノイズ除去信号Wxを工夫して、高周波スイッチング動作を行う下側パワートランジスタのオン動作区間だけでコイルの端子電圧を検出するようにしても良い。図12に示したスイッチング制御部22のPWMパルス器502(図9)を図25に示した構成に変更することにより、上述の動作を実現できる。これについて説明する。

【0087】図25に示したスイッチング制御部22のPWMパルス器502は、全体遅延回路811と論理合成出力回路812によって構成されている。全体遅延回路811は、比較パルス器501(図9)の基本PWMパルス信号Wpを全体的に所定時間Tcまたは約Tcだけ遅延させた全体遅延パルス信号Wcを出力する。論理合成出力回路812は、基本PWMパルス信号Wpと全体遅延パルス信号Wcを論理合成して、主PWMパルス信号Wmと補助PWMパルス信号Whとノイズ除去信号Wxと同期パルス信号Wsを出力する。なお、ここでは同期パルス信号Wsはノイズ除去信号Wxに一致させ、ノイズ除去信号Wxをサンプリングパルス信号にしている。図26の(a)～(e)に基本PWMパルス信号Wpと全体遅延パルス信号Wcと主PWMパルス信号Wmと補助PWMパルス信号Whとノイズ除去信号Wxと同期パルス信号Wsの波形関係を示す。図26における横軸は時間を示している。全体遅延パルス信号Wcは基本PWMパルス信号Wpを全体的に所定時間Tcだけ遅延させた信号になる(図26の(a), (b)参照)。主PWMパルス信号Wmは、基本PWMパルス信号Wpをバッファ回路821を介して出力させたものであるから、基本PWMパルス信号Wpと同じ波形になる(図26の(c)参照)。補助PWMパルス信号Whは、“L”状態に固定されている(図26の(d)参照)。ノイズ除去信号Wxと同期パルス信号Wsは、基本PWMパルス信号Wpと全体遅延パルス信号Wcをアンド回路822によって論理合成したものであり、図26の(e)に示した波形になる。これにより、ノイズ除去信号Wxの“L”区間は、主PWMパルス信号Wmの“L”区間を含み、かつ、主PWMパルス信号Wmが“L”から“H”に変化する変化時点から所定の時間幅Tcを有している。

【0088】スイッチング制御部22のPWMパルス器502を図25のように構成することにより、主PWMパルス信号Wmに応動して下側パワートランジスタがオン・オフの高周波スイッチング動作を行う。補助PWMパルス信号Whが“L”であるから、上側パワートラン

ジスタが高周波スイッチング動作しない。ノイズ除去信号Wxが“L”的区間は、電圧検出部30がコイルの端子電圧の検出動作を停止する。また、同期パルス信号Wsが“H”的区間に、位相検出部36は3相のコイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧に応動したサンプル電圧をサンプリングする。従って、位相検出部36はパワートランジスタがオンの期間内にサンプリングを行う。位相検出部36は、サンプル電圧に所要の電圧傾斜を持たせて傾斜電圧信号を作成し、傾斜電圧信号と所定の基準電圧を比較して位相パルス信号を作成する。また、パワートランジスタのオフからオンへの変化時点を含む所定時間Tcの間、電圧検出部30はコイルの端子電圧の検出動作を停止し、所定時間Tcの経過後のパワートランジスタのオン動作時にコイルの端子電圧の比較結果に直接応動した検出パルス信号の検出動作を実施させている。これにより、位相検出部36および電圧検出部30において、パワートランジスタのPWMスイッチング動作に伴うノイズによる誤検出・誤動作を防止できる。

【0089】また、図12に示したスイッチング制御部22のPWMパルス器502を図27に示した構成に変更することもできる。これについて説明する。図27に示したスイッチング制御部22のPWMパルス器502は、第1の全体遅延回路851と第2の全体遅延回路852と論理合成出力回路853によって構成されている。第1の全体遅延回路851は、比較パルス器501の基本PWMパルス信号Wpを全体的に第1の所定時間Taまたは約Taだけ遅延させた第1の全体遅延パルス信号Waを出力する。第2の全体遅延回路852は、第1の全体遅延パルス信号Waを全体的に第2の所定時間Tbまたは約Tbだけ遅延させた第2の全体遅延パルス信号Wbを出力する。論理合成出力回路853は、基本PWMパルス信号Wpと第1の全体遅延パルス信号Waと第2の全体遅延パルス信号Wbを論理合成して、主PWMパルス信号Wmと補助PWMパルス信号Whとノイズ除去信号Wxと同期パルス信号Wsを出力する。なお、ここでは同期パルス信号Wsはノイズ除去信号Wxと一致している。図28の(a)～(f)に基本PWMパルス信号Wpや第1の全体遅延パルス信号Waや第2の全体遅延パルス信号Wbや主PWMパルス信号Wmや補助PWMパルス信号Whやノイズ除去信号Wxと同期パルス信号Wsの波形関係を示す。ここで、図28の横軸は時間である。第1の全体遅延パルス信号Waは基本PWMパルス信号Wpを全体的に第1の所定時間Ta分だけ遅延させた信号になり、第2の全体遅延パルス信号Wbは第1の全体遅延パルス信号Waを全体的に第2の所定時間Tb分だけ遅延させた信号になる(図28の(a)～(c)参照)。主PWMパルス信号Wmは、基本PWMパルス信号Wpと第1の全体遅延パルス信号Waをアンド回路861を介して出力させたものであり、

図28の(d)に示した波形になる。補助PWMパルス信号W_hは、基本PWMパルス信号W_pと第1の全体遅延パルス信号W_aをノア回路862によって論理合成したものであり、図28の(e)に示した波形になる。また、補助PWMパルス信号W_hの“H”区間は主PWMパルス信号W_mの“L”区間にあり、主PWMパルス信号W_mと補助PWMパルス信号W_hの両者が同時に“H”になることは無い。すなわち、補助PWMパルス信号W_hの“H”区間と主PWMパルス信号W_mの“H”区間の間に、第1の所定時間T_aの時間差が設けられている。ノイズ除去信号W_xと同期パルス信号W_sは、基本PWMパルス信号W_pと第2の全体遅延パルス信号W_bを排他のノア回路863によって論理合成したものであり、図28の(f)に示した波形になる。このノイズ除去信号W_xの“L”区間は、主PWMパルス信号W_mの変化時点を含み、少なくとも変化時点から所定の時間幅T_b以上を有している。また、ノイズ除去信号W_xの“L”区間は、補助PWMパルス信号W_hの変化時点を含み、少なくとも変化時点から所定の時間幅T_b以上を有している。このノイズ除去信号W_xは、電圧検出部30の検出パルス作成器42のノイズ除去回路201に入力され、パワートランジスタの高周波スイッチング動作に伴って、コイルの端子電圧の比較検出信号に発生するノイズを除去する。

【0090】同期パルス信号W_sの“H”区間は、主PWMパルス信号W_mや補助PWMパルス信号W_hの変化時点を含まない。位相検出部36は、同期パルス信号W_sによって電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差に応動したサンプル電圧をサンプリングする。位相検出部36は、高周波スイッチングするパワートランジスタがオフの期間にもサンプル電圧を検出しているために、検出の正確さが若干悪くなるが、高周波スイッチングの影響の比較的少ないサンプル電圧を得ることができる。また、位相検出部36は、同期パルス信号W_sの“L”区間において所要の充電電流によってコンデンサ素子を充電し、所要の電圧傾斜を有する傾斜電圧信号を作成している。

【0091】《実施の形態2》次に、本発明に係る実施の形態2のモータおよびモータを含んで構成されたディスク装置について説明する。図29は実施の形態2の全体構成を示すブロック図である。実施の形態2では、前述の実施の形態1における状態遷移部31への入力信号を位相検出部36の位相パルス信号P_tにしたものである。なお、実施の形態2において、前述の実施の形態1と同様なものには同一の番号を付し、説明を省略する。

【0092】指令部635は、位相検出部36の位相パルス信号P_tによりディスク1およびロータ11の回転速度に応動した指令信号A_cとスイッチ切換信号A_xを出力する。切換スイッチ部680は、スイッチ切換信号A_xに応動して接続を切り換える。指令部635はロー

タ11の回転速度が所定値よりも小さいときにはスイッチ切換信号A_xを“L”にし、切換スイッチ部680はa側に接続され、電圧検出部30の検出パルス信号D_tが状態遷移部31に入力される。指令部635はロータ11の回転速度が所定値よりも大きくなるとスイッチ切換信号A_xを“H”にし、切換スイッチ部680はb側に接続され、位相検出部36の位相パルス信号P_tが状態遷移部31に入力される。従って、ディスク1およびロータ11の回転速度が所定値よりも小さい状態(A_x = “L”)では、電圧検出部30の検出パルス信号D_tに応動して3相のコイル12, 13, 14への通電動作が行われる。この構成は、前述の実施の形態1と同じであり、詳細な説明を省略する。

【0093】ディスク1およびロータ11を所定の回転速度に速度制御している状態(A_x = “H”)では、位相検出部36の位相パルス信号P_tに応動して3相のコイル12, 13, 14への通電動作および速度制御動作が行われる。従って、この状態では電圧検出部30は不要になる。状態遷移部31のタイミング調整器43は、位相パルス信号P_tに応動して第1のタイミング調整信号F₁、第2のタイミング調整信号F₂、第3のタイミング調整信号F₃を作成する。すなわち、位相パルス信号P_tの到来より第1の調整時間T₁の遅延後に第1のタイミング調整信号F₁を出力し、位相パルス信号P_tの到来より第2の調整時間T₂の遅延後に第2のタイミング調整信号F₂を出力し、位相パルス信号P_tの到来より第3の調整時間T₃の遅延後に第3のタイミング調整信号F₃を出力する。ここで、第1の調整時間T₁や第2の調整時間T₂や第3の調整時間T₃は、位相パルス信号P_tの検出エッジの時間間隔T₀に比例または略比例して変化する。また、各調整時間は、T₁ < T₂ < T₃ < T₀に設定されている。

【0094】実施の形態2における状態遷移部31の状態保持器44、通電制御部32、電力供給部20、電流検出部21、及びスイッチング制御部22の具体的な構成および動作は、前述の実施の形態1と同様であり、詳細な説明を省略する。実施の形態2では、位相検出部の位相パルス信号に応動してコイルへの電流路の切換動作を行った。位相検出部は、コイルの電力供給端子電圧と共通端子電圧の電圧差に応動してロータ11の回転位相に対応した正確な位相パルス信号を作成している。これにより、位相パルス信号に応動して3相のコイルへの通電切換動作を正確に実施できる。その結果、発生駆動力の脈動が小さくなり、高精度なディスク回転を実現できる。また、実施の形態2においても、前述の実施の形態1と同様な多くの利点を得ることができる。また、実施の形態2では、ロータ11の回転速度に応動して切換スイッチ部680を切り換えるようにしたが、そのような場合に限定されない。たとえば、切換スイッチ部680をb側に固定して接続し、電圧検出部30を無くしても

良く、本発明に含まれる。

【0095】《実施の形態3》次に、本発明に係る実施の形態3のモータおよびモータを含んで構成されたディスク装置について説明する。図30から図32は本発明に係る実施の形態3のモータおよびモータを含んで構成されたディスク装置を示す。図30は実施の形態3の全体構成を示すブロック図である。実施の形態3では、前述の実施の形態1における位相検出部の構成を変更したものである。なお、実施の形態3において、前述の実施の形態1と同様なものには同一の番号を付し、説明を省略する。

【0096】図30の位相検出部736は、傾斜作成器747と位相パルス作成器748を含んで構成されている。傾斜作成器747は、3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3の一つに間欠的に応動した第1のサンプル電圧を第1のコンデンサ素子の端子に得て、第1のサンプル電圧に応動した第1の出力電圧信号SL1を出力する。傾斜作成器747は、3相のコイル12, 13, 14の共通端子電圧Vcに間欠的に応動した第2のサンプル電圧を第2のコンデンサ素子の端子に得て、第2のサンプル電圧に所要の電圧傾斜を付加した第2の出力電圧信号SL2を出力する。位相パルス作成器748は、傾斜作成器747の第1の出力電圧信号SL1と第2の出力電圧信号SL2を比較し、その比較結果に応動した位相パルス信号Ptを出力する。図31に傾斜作成器747の具体的な構成を示し、図32に位相パルス作成器748の具体的な構成を示す。

【0097】図31の傾斜作成器747の信号選択回路910のスイッチ回路911, 912, 913は、位相選択指令回路950の位相選択指令信号Ps1に応じて3相のコイル12, 13, 14の電力供給端子電圧V1, V2, V3のいずれか1個を第1の増幅バッファ回路920に選択入力する。位相選択指令回路950は、通電動作ブロックの状態遷移部31の状態保持器44の保持状態に応動した位相選択指令信号Ps1と第1の極性選択信号Ps2を出力する。スイッチ回路919は、共通端子電圧Vcまたは合成電圧回路915の合成共通電圧Vcr（または基準電圧源914の基準電圧）を選択して、いずれか一つを第2の増幅バッファ回路940に出力する。ここでは、好ましい例として、スイッチ回路919が共通端子電圧Vcを選択した場合を説明する。第1の増幅バッファ回路920は3相のコイルの電力供給端子電圧V1, V2, V3の一つに応動した電圧信号Vd1を出力し、第2の増幅バッファ回路940は3相のコイルの共通端子電圧Vcに応動した電圧信号Vd2を出力する。

【0098】スイッチ回路925は、同期パルス信号Wsまたは主PWMパルス信号Wmのいずれかを選択し、サンプリングパルス信号Wtとして出力する。ここで

は、スイッチ回路925が同期パルス信号Wsを選択した場合を説明する。第1のサンプリングスイッチ回路921と第2のサンプリングスイッチ回路941は、サンプリングパルス信号Wtが“H”の時にオン（閉）になり、サンプリングパルス信号Wtが“L”の時にオフ（開）になる。コンデンサ回路922は、第1のコンデンサ素子923と第2のコンデンサ素子924を含んで構成される。コンデンサ回路922は、第1のサンプリングスイッチ回路921がオンになると第1の増幅バッファ回路920の出力電圧Vd1を第1のコンデンサ素子923の端子に第1のサンプル電圧としてサンプリングする。コンデンサ回路922は、第2のサンプリングスイッチ回路941がオンになると第2の増幅バッファ回路940の出力電圧Vd2を第2のコンデンサ素子924の端子に第2のサンプル電圧としてサンプリングする。

【0099】充電回路930は、上側電流源回路931と下側電流源回路932と上側スイッチ回路933と下側スイッチ回路934を含んで構成されている。位相選択指令回路950は、第1の極性選択信号Ps2を出力する。インバータ回路951は、第1の極性選択信号Ps2を反転させ、第2の極性選択信号Ps3として出力する。第1の極性選択信号Ps2が“H”になると充電回路930の上側スイッチ回路933がオンになり、上側電流源回路931は所要の充電電流をコンデンサ回路922の第2のコンデンサ素子924に供給し充電する（第2の出力電圧信号SL2を大きくする方向に充電する）。第2の極性選択信号Ps3が“H”になると充電回路930の下側スイッチ回路934がオンになり、下側電流源回路932は所要の充電電流をコンデンサ回路922の第2のコンデンサ素子924に供給し充電する（第2の出力電圧信号SL2を小さくする方向に充電する）。これにより、第2の出力電圧信号SL2は所要の電圧傾斜を三角波状に有している。コンデンサ回路922は、第1のコンデンサ素子923の端子に第1の出力電圧信号SL1を作成し、第2のコンデンサ素子924の端子に第2の出力電圧信号SL2を作成する。充電回路930の上側電流源回路931と下側電流源回路932による第2のコンデンサ素子924への充電電流は、指令部35によるディスク1やロータ11の目標回転速度に比例または略比例して変化する。これにより、第2の出力電圧信号SL2の電圧傾斜はディスク1やロータ11の（目標）回転速度に応動して変化する。

【0100】図32の位相パルス作成器748は、コンパレータ回路960と位相パルス回路970を含んで構成されている。コンパレータ回路960は、傾斜作成器747の第1の出力電圧信号SL1と第2の出力電圧信号SL2を比較し、その比較結果に応動した比較信号Stを出力する。位相パルス回路970は、第1の極性選択信号Ps2に応動してコンパレータ回路960の比較

信号 S_t を正転または反転した極性選択比較信号を出力する。位相パルス回路 930 は、タイミング調整器 43 の第3のタイミング調整信号 F_3 の到来によってフリップフロップ回路をリセットし、極性選択比較信号の到来によってフリップフロップ回路をセットし、このフリップフロップ回路の保持状態に応動した位相パルス信号 P_t を出力する。これにより、位相パルス信号 P_t の変化タイミングは、検出するコイルの逆起電力に応動した正確な電気的位相に対応している。従って、位相検出部 736 の位相パルス信号 P_t は、電圧検出部 30 の検出パルス信号 D_t よりも正確にコイルの端子電圧に応動して検出エッジを発生している。

【0101】実施の形態3における電圧検出部 30、状態遷移部 31、通電制御部 32、電力供給部 20、電流検出部 21、及びスイッチング制御部 22 の具体的な構成および動作は、前述の実施の形態1と同様であり、詳細な説明を省略する。実施の形態3では、コイルの端子電圧を検出して電流路を切り換えることにより、位置検出素子を不要にした。また、コイルに両方向の駆動電流を供給するパワートランジスタをオン・オフの高周波スイッチング動作させ、電力損失を大幅に低減した。これにより、モータやディスク装置の発熱が著しく小さくなり、高密度ディスクや記録可能ディスクへの記録・再生を安定に実施できる。

【0102】実施の形態3では、位相検出部 736 は2個のコンデンサ素子を用いて位相パルス信号 P_t を作成している。傾斜作成器 747 は、3相のコイルの共通端子電圧に間欠的に応動した第2のサンプル電圧を第2のコンデンサ素子 924 の端子にサンプリングし、第2のコンデンサ素子 924 を所定の電流によって充電することにより三角波状の所要の電圧傾斜を有する第2の出力電圧信号 SL_2 を作成している。ロータ 11 の回転位置に関わらず、共通端子電圧 V_c は平均的に中間電位にあるので、共通端子電圧 V_c に対応した第2のサンプル電圧をサンプリングした後に、第2のコンデンサ素子の端子に三角波状の電圧傾斜を容易に作成することができる。傾斜作成器 747 は、通電動作ブロックの動作に応じて3相のコイルの電力供給端子電圧の一つを選択し、選択された電力供給端子電圧に間欠的に応動した第1のサンプル電圧を第1のコンデンサ素子の端子にサンプリングし、第1のサンプル電圧を第1の出力電圧信号 SL_1 として出力している。位相パルス作成器 748 は、傾斜作成器 747 の第1の出力電圧信号 SL_1 と第2の出力電圧信号 SL_2 を比較しているので、正確なタイミングにて位相パルス信号 P_t を作成できる。その結果、パワートランジスタが高周波スイッチング動作を行っていても、実施の形態3においては位相パルス信号 P_t を用いてディスクを高精度に回転制御できる。これにより、ディスクへの高密度・低ジッタの記録再生動作が可能になり、高性能なディスク装置を実現できる。充電回路 9

30において、上側電流源回路 931 と下側電流源回路 932 による第2のコンデンサ素子 924 への充電電流を、指令部 35 によるディスク 1 やロータ 11 の目標回転速度に比例または略比例して変化させている。これにより、第2の出力電圧信号 SL_2 の電圧傾斜はディスク 1 やロータ 11 の（目標）回転速度に応動して変化する。従って、ヘッド 2 の位置によってディスク 1 の（目標）回転速度を変化させた場合であっても、位相検出部 736 の位相パルス信号 P_t は第2の出力電圧信号 SL_2 に応動して正確なタイミングにて変化する。その結果、ディスク 1 の高精度な回転速度制御が実現できる。また、実施の形態3においても、前述の実施の形態1と同様な多くの利点を得ることができる。

【0103】《実施の形態4》次に、本発明に係る実施の形態4のモータおよびモータを含んで構成されたディスク装置について説明する。図33は実施の形態4の全体構成を示すブロック図である。実施の形態4では、前述の実施の形態3における状態遷移部 31 への入力信号を位相検出部 736 の位相パルス信号 P_t にしたものである。なお、実施の形態4においては、前述の実施の形態1や実施の形態2や実施の形態3と同様なものには同一の番号を付し、説明を省略する。

【0104】指令部 735 は、位相検出部 736 の位相パルス信号 P_t によりディスク 1 およびロータ 11 の回転速度に応動した指令信号 A_c とスイッチ切換信号 A_x を出力する。切換スイッチ部 780 は、スイッチ切換信号 A_x に応動して接続を切り換える。指令部 735 は、指令信号 A_c が所定値よりも小さいときにスイッチ切換信号 A_x を “L” にし、切換スイッチ部 780 は a 側に接続され、電圧検出部 30 の検出パルス信号 D_t が状態遷移部 31 に入力される。指令部 735 は、指令信号 A_c が所定値よりも大きくなるとスイッチ切換信号 A_x を “H” にし、切換スイッチ部 780 は b 側に接続され、位相検出部 736 の位相パルス信号 P_t が状態遷移部 31 に入力される。従って、ディスク 1 およびロータ 11 の回転速度が所定値よりも小さい状態 ($A_x = "L"$) では、電圧検出部 30 の検出パルス信号 D_t に応動して3相のコイル 12, 13, 14 への通電動作が行われる。この構成は、前述の実施の形態3と同じであり、実施の形態4においては詳細な説明を省略する。

【0105】ディスク 1 およびロータ 11 を所定の回転速度に速度制御している状態 ($A_x = "H"$) では、位相検出部 736 の位相パルス信号 P_t に応動して3相のコイル 12, 13, 14 への通電動作および速度制御動作が行われる。従って、この状態では電圧検出部 30 は不要になる。状態遷移部 31 のタイミング調整器 43 は、位相パルス信号 P_t に応動して第1のタイミング調整信号 F_1 、第2のタイミング調整信号 F_2 、及び第3のタイミング調整信号 F_3 を作成する。すなわち、位相パルス信号 P_t の到来より第1の調整時間 T_1 の遅延後

に第1のタイミング調整信号F1を出力し、位相パルス信号P_tの到来より第2の調整時間T2の遅延後に第2のタイミング調整信号F2を出力し、位相パルス信号P_tの到来より第3の調整時間T3の遅延後に第3のタイミング調整信号F3を出力する。ここで、第1の調整時間T1や第2の調整時間T2や第3の調整時間T3は、位相パルス信号P_tの検出エッジの時間間隔T0に比例または略比例して変化する。また、各調整時間は、T1 < T2 < T3 < T0に設定している。

【0106】実施の形態4における状態遷移部31の状態保持器44、通電制御部32、電力供給部20、電流検出部21、及びスイッチング制御部22の具体的な構成および動作は、前述の実施の形態1と同様であり、詳細な説明を省略する。また、位相検出部736の具体的な構成および動作は、前述の実施の形態3と同様であり、詳細な説明を省略する。実施の形態4では、位相検出部736の位相パルス信号に応動してコイルへの電流路の切換動作を行った。位相検出部736は、ロータ11の回転位相に対応した正確な位相パルス信号を作成している。これにより、位相パルス信号に応動して3相のコイルへの通電切換動作を正確に実施できる。その結果、発生駆動力の脈動が小さくなり、高精度なディスク回転を実現できる。また、実施の形態4においても、前述の実施の形態1や実施の形態2や実施の形態3と同様な多くの利点を得ることができる。

【0107】なお、前述の各実施の形態の具体的な構成については、各種の変形が可能である。たとえば、各相のコイルは複数個の部分コイルを直列もしくは並列に接続して構成しても良い。3相のコイルはスター結線に限らず、デルタ結線であってもよい。コイルの相数は3相に限定されない。一般に、複数相のコイルを有する構成を実現できる。また、ロータの界磁部の磁極数も2極に限定されるものではなく、2極以上の複数極を有する界磁部の構成にしても良い。また、前述の各実施の形態では、電力供給部のパワートランジスタにNチャンネル形MOS構造の電界効果型パワートランジスタを用いて、高周波スイッチング動作を容易に行うようにした。これにより、パワートランジスタの電力損失・発熱を低減し、集積回路化を容易にした。しかし、本発明はそのような構成に限らず、各種の構造のパワートランジスタを使用できる。たとえば、パワートランジスタに、通常のバイポーラトランジスタや、電界効果型トランジスタの一種であるIGBTトランジスタを使用することも可能である。また、電力供給部のパワートランジスタはオン状態（フルオンまたはハーフオン）とオフ状態の間で高周波スイッチング動作すればよい。

【0108】また、前述の各実施の形態では、下側パワートランジスタのみを高周波スイッチング動作させたが、本発明はそのような場合に限らず、上側パワートランジスタを高周波スイッチング動作させたり、下側パワ

ートランジスタと上側パワートランジスタを交互に高周波スイッチング動作させても良い。また、前述の各実施の形態においては、3個の下側パワートランジスタと3個の上側パワートランジスタの内で一方のパワートランジスタを单一のスイッチングパルス信号に応動して同時に高周波スイッチング動作させ、スイッチング動作を簡単な構成で実行した。しかし、本発明はそのような構成に限定されるものではなく、各種の変形が可能である。たとえば、3相のスイッチングパルス信号により複数個のパワートランジスタを3相のスイッチング動作を行わせるようにしてもよい。また、前述の各実施の形態では、電流検出部を1個の電流検出用の抵抗によって簡単に構成したが、本発明はそのような構成に限定されるものではなく、各種の電流検出方法が使用可能である。たとえば、3相の駆動電流の負極側電流値を合成した電流を検出する場合に限らず、正極側電流値を合成した電流を検出しても良い。さらに、本発明においては下側パワートランジスタや上側パワートランジスタをマルチ出力にして、その一端に出力される電流を検出し、電流検出用の抵抗を無くしても良い。また、前述の各実施の形態では、傾斜作成器の充電電流を指令部の目標回転速度に応動して変化させることにより構成を簡単にしたが、本発明はそのような構成に限定されるものではない。たとえば、ロータの回転速度に応動または連動して、傾斜作成器の充電電流を連続的またはステップ的に変化させるようにしても良く、このような構成も本発明に含まれる。その他、本発明の主旨を変えずして種々の変形が可能であり、本発明に含まれることはいうまでもない。

【0109】

【発明の効果】以上、実施の形態について詳細に説明したところから明らかのように、本発明は次の効果を有する。本発明のモータやディスク装置は、コイルの電力供給端子電圧の一つと共通端子電圧の電圧差に応動した位相パルス信号を正確に作成することにより、位置検出手段を用いることなく、ディスクやロータを高精度に速度制御することができる。また、電力供給手段である下側パワートランジスタや上側パワートランジスタをオン・オフの高周波スイッチング動作させているので、パワートランジスタの電力損失・発熱を大幅に低減することができる。これにより、本発明は、消費電力の小さい、高性能なモータとディスク装置を安価に実現できるという優れた効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1における全体構成を示すブロック図である。

【図2】実施の形態1における電力供給部20と電流検出部21の回路図である。

【図3】実施の形態1における電圧検出部30の電圧比較器41の回路図である。

【図4】実施の形態1における電圧検出部30の電圧比

較器 4 1 の別の構成の回路図である。

【図 5】実施の形態 1 における電圧検出部 3 0 の検出パルス作成器 4 2 の回路図である。

【図 6】実施の形態 1 における状態遷移部 3 1 のタイミング調整器 4 3 の回路図である。

【図 7】実施の形態 1 における状態遷移部 3 1 の状態保持器 4 4 の回路図である。

【図 8】実施の形態 1 における通電制御部 3 2 の回路図である。

【図 9】実施の形態 1 におけるスイッチング制御部 2 2 の回路図である。

【図 10】実施の形態 1 におけるスイッチング制御部 2 2 の比較パルス器 5 0 1 の回路図である。

【図 11】実施の形態 1 におけるスイッチング制御部 2 2 の比較パルス器 5 0 1 の別の構成の回路図である。

【図 12】実施の形態 1 におけるスイッチング制御部 2 2 の PWM パルス器 5 0 2 の回路図である。

【図 13】実施の形態 1 における位相検出部 3 6 の傾斜作成器 4 7 の回路図である。

【図 14】実施の形態 1 における位相検出部 3 6 の位相パルス作成器 4 8 の回路図である。

【図 15】実施の形態 1 における状態遷移部 3 1 のタイミング調整器 4 3 の動作を説明するための波形図である。

【図 16】実施の形態 1 における状態遷移部 3 1 の状態保持器 4 4 及び通電制御部 3 2 の第 1 の選択回路 4 0 1 と第 2 の選択回路 4 0 2 における動作を説明するための波形図である。

【図 17】実施の形態 1 における図 1 0 に示した比較パルス器 5 0 1 の動作を説明するための波形図である。

【図 18】実施の形態 1 における図 1 1 に示した比較パルス器 5 0 1 の動作を説明するための波形図である。

【図 19】実施の形態 1 における図 1 2 に示した PWM パルス器 5 0 2 の動作を説明するための波形図である。

【図 20】実施の形態 1 における位相検出部 3 6 の動作を説明するための波形図である。

【図 21】実施の形態 1 における位相検出部 3 6 の動作を説明するための別の波形図である。

【図 22】実施の形態 1 における位相検出部 3 6 の傾斜作成器 4 7 の充電電流が少ないときの波形図である。

【図 23】実施の形態 1 における位相検出部 3 6 の傾斜作成器 4 7 の充電電流が多いときの波形図である。

【図 24】実施の形態 1 における位相検出部 3 6 の動作を説明するためのさらに別の波形図である。

【図 25】実施の形態 1 におけるスイッチング制御部 2

2 の PWM パルス器 5 0 2 の別の構成の回路図である。

【図 26】実施の形態 1 における図 2 5 に示した PWM パルス器 5 0 2 の動作を説明するための波形図である。

【図 27】実施の形態 1 におけるスイッチング制御部 2 2 の PWM パルス器 5 0 2 のさらに別の構成の回路図である。

【図 28】実施の形態 1 における図 2 7 に示した PWM パルス器 5 0 2 の動作を説明するための波形図である。

【図 29】本発明の実施の形態 2 における全体構成を示すブロック図である。

【図 30】本発明の実施の形態 3 における全体構成を示すブロック図である。

【図 31】実施の形態 3 における位相検出部 7 3 6 の傾斜作成器 7 4 7 の回路図である。

【図 32】実施の形態 3 における位相検出部 7 3 6 の位相パルス作成器 7 4 8 の回路図である。

【図 33】本発明の実施の形態 4 における全体構成を示すブロック図である。

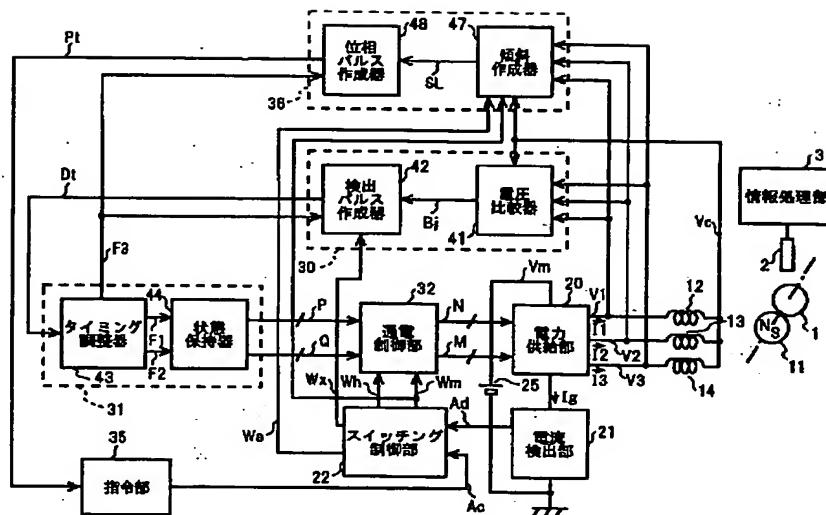
【図 34】実施の形態におけるディスク装置の情報信号に関するブロック図である。

【図 35】従来のディスク装置に使用されるモータの構成を示す図である。

【符号の説明】

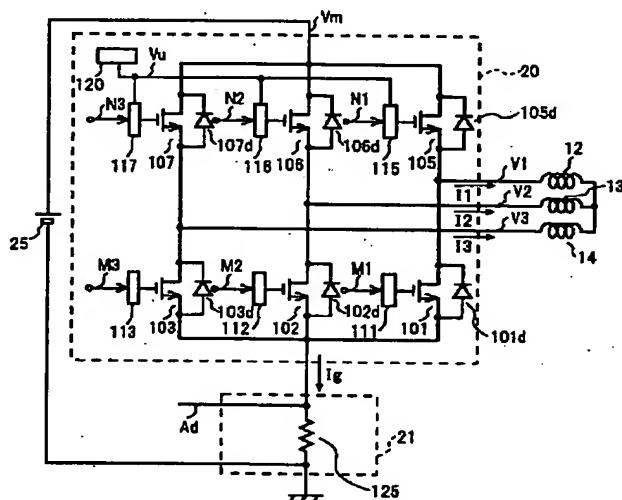
- 1 ディスク
- 2 ヘッド
- 3 情報処理部
- 1 1 ロータ
- 1 2, 1 3, 1 4 コイル
- 2 0 電力供給部
- 2 1 電流検出部
- 2 2 スイッチング制御部
- 2 5 電圧供給部
- 3 0 電圧検出部
- 3 1 状態遷移部
- 3 2 通電制御部
- 3 5, 6 3 5, 7 3 5 指令部
- 3 6, 7 3 6 位相検出部
- 4 1 電圧比較器
- 4 2 検出パルス作成器
- 4 3 タイミング調整器
- 4 4 状態保持器
- 4 7, 7 4 7 傾斜作成器
- 4 8, 7 4 8 位相パルス作成器
- 6 8 0, 7 8 0 切換スイッチ部

【図1】



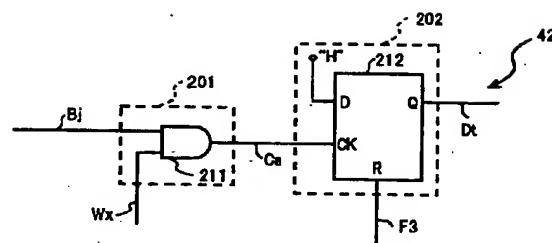
【図2】

【图5】

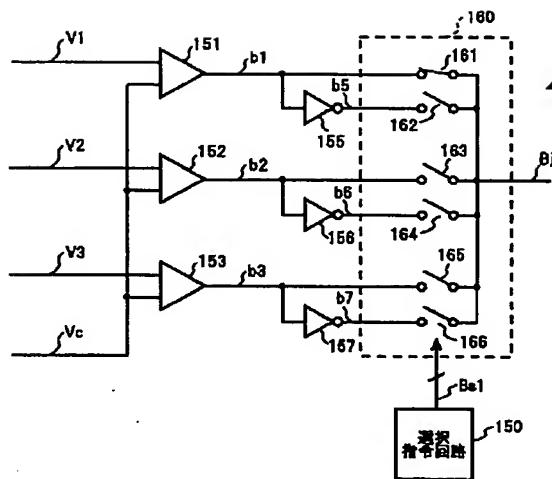


〔图9〕

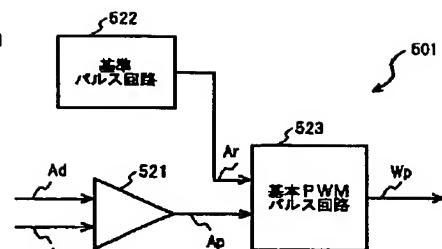
【図10】



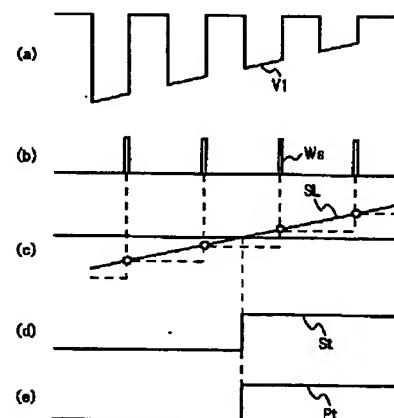
【図 3】



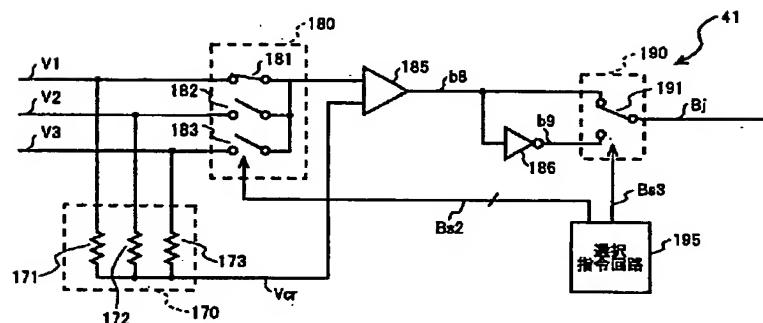
【図 1 1】



【図 2 0】

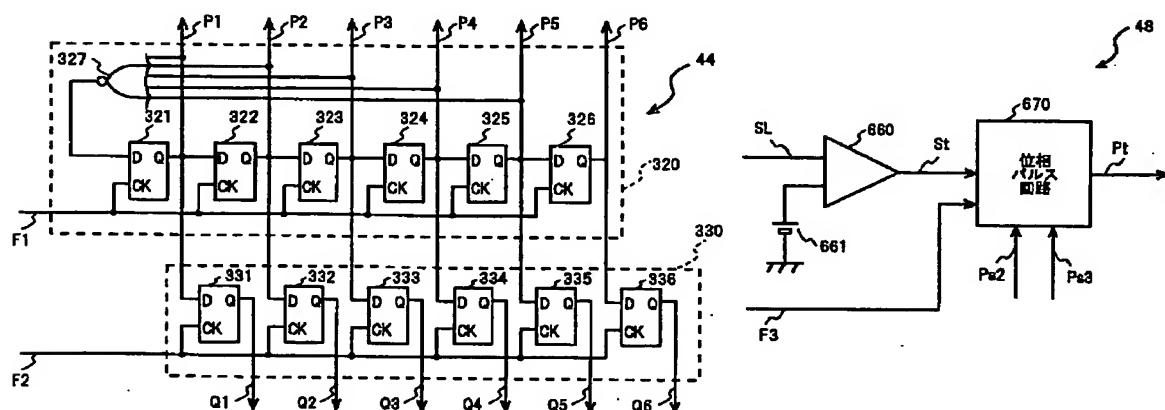


【図 4】

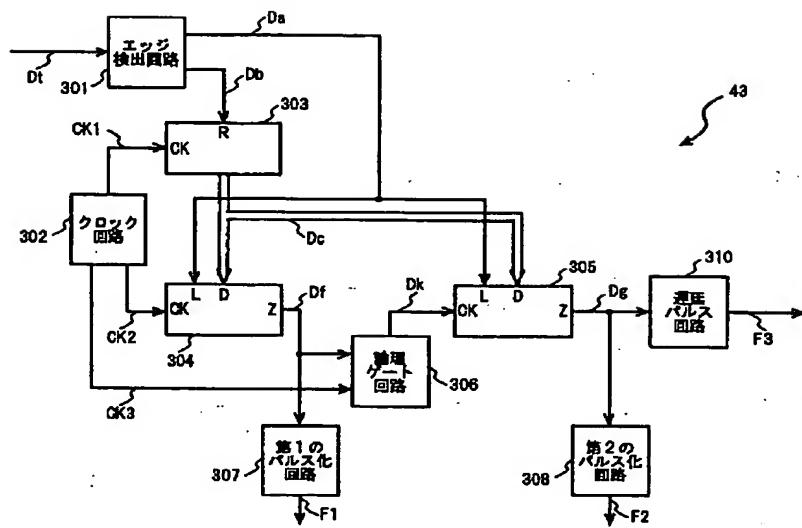


【図 7】

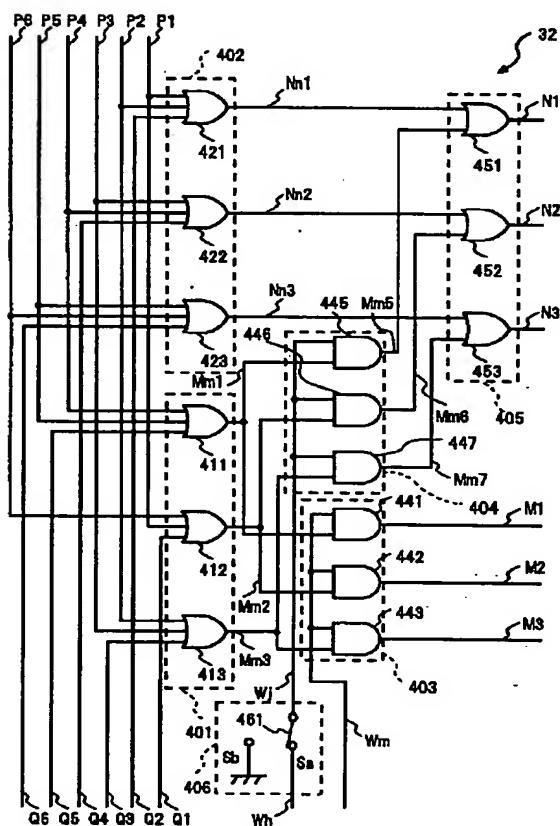
【図 1 4】



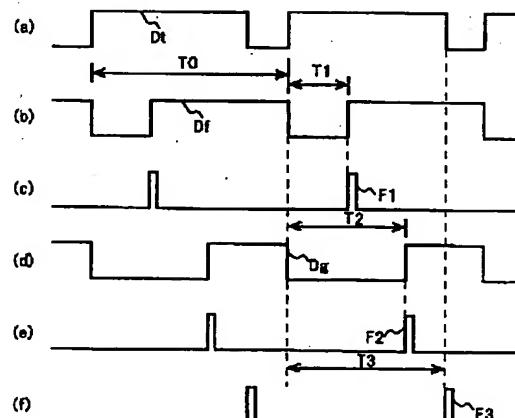
【図 6】



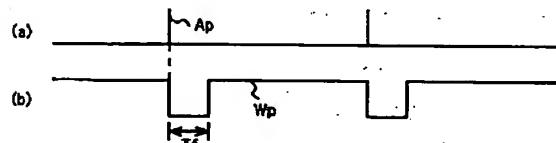
【図 8】



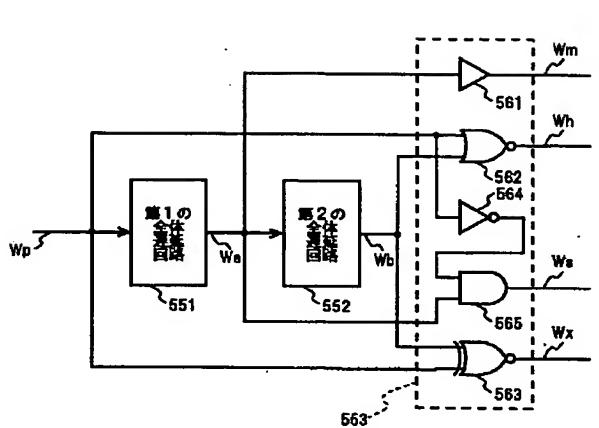
【図 15】



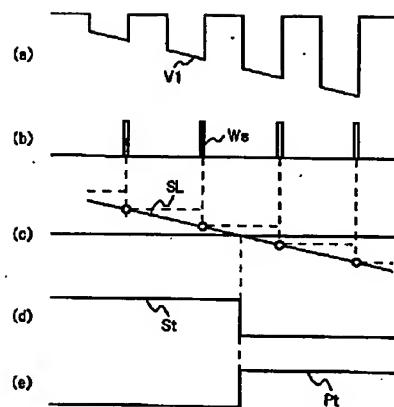
【図 17】



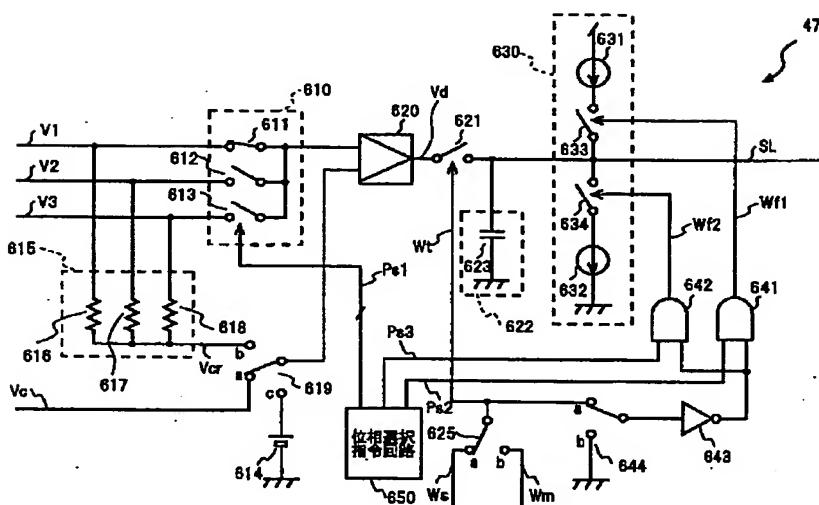
【図12】



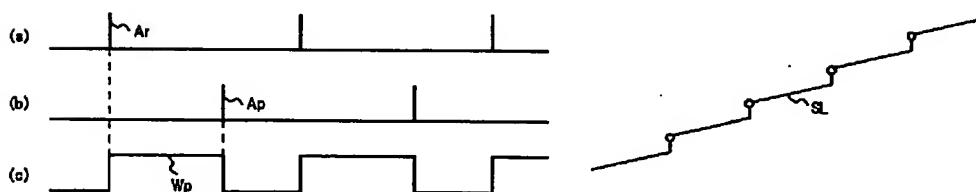
【図21】



【図13】

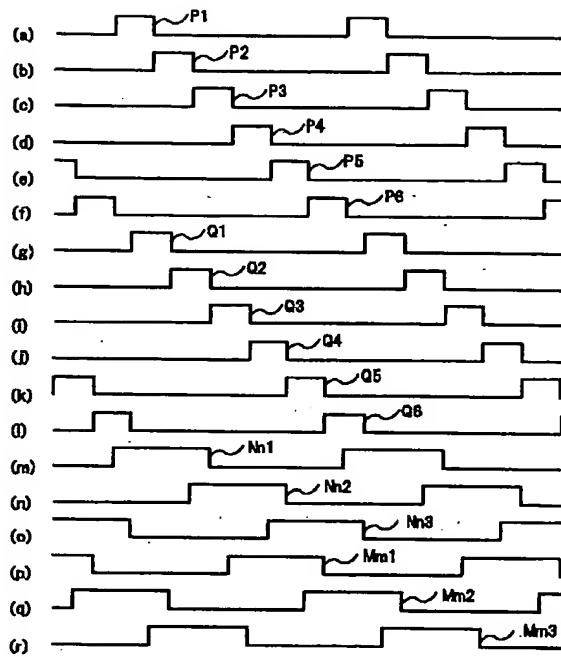


【図18】

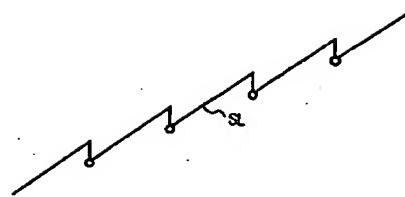


【図22】

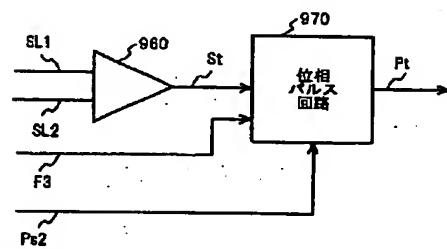
【図16】



【図23】

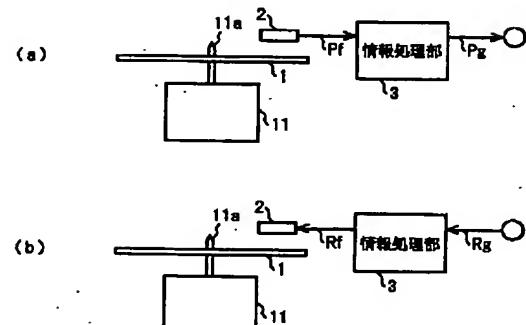
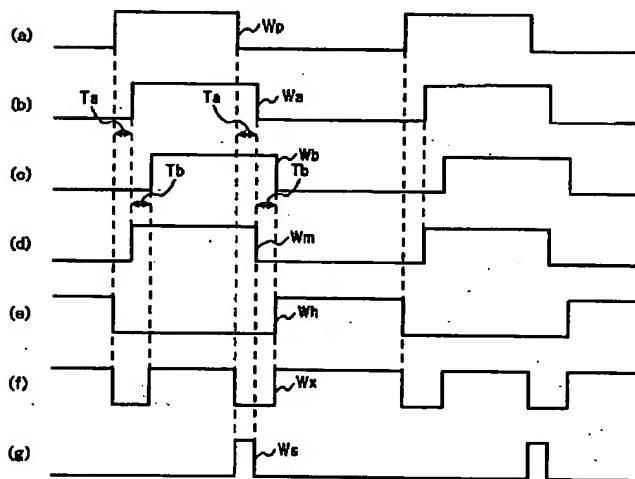


【図32】

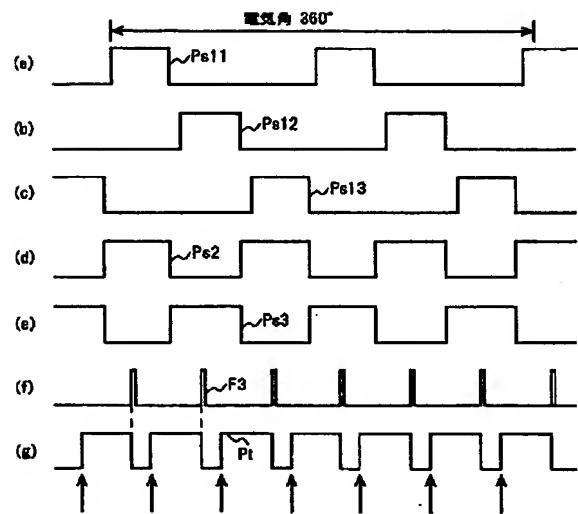


【図34】

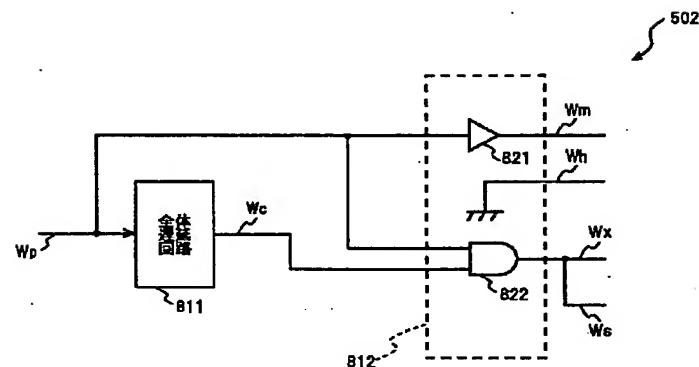
【図19】



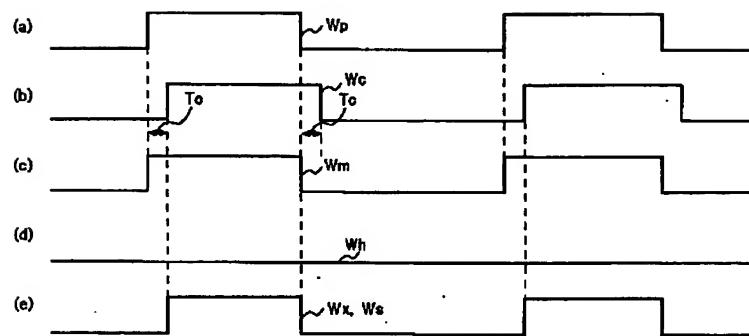
【図 2 4】



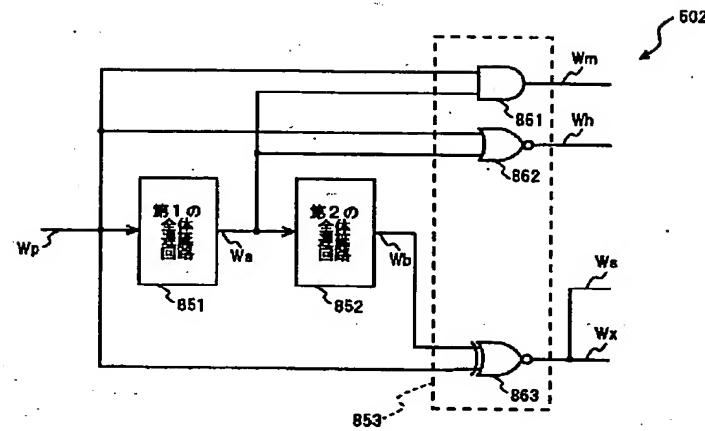
【図 2 5】



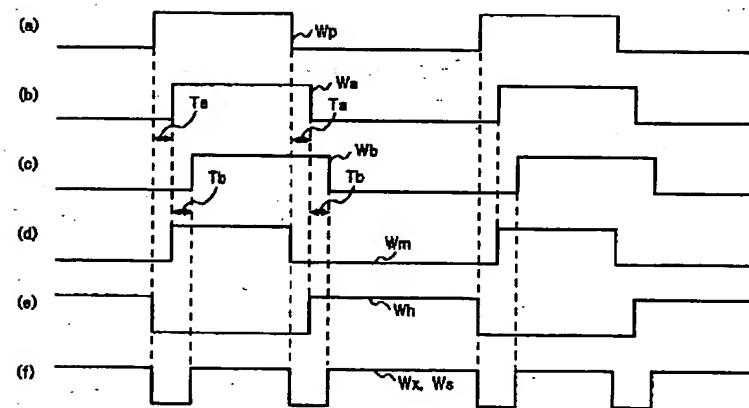
【図 2 6】



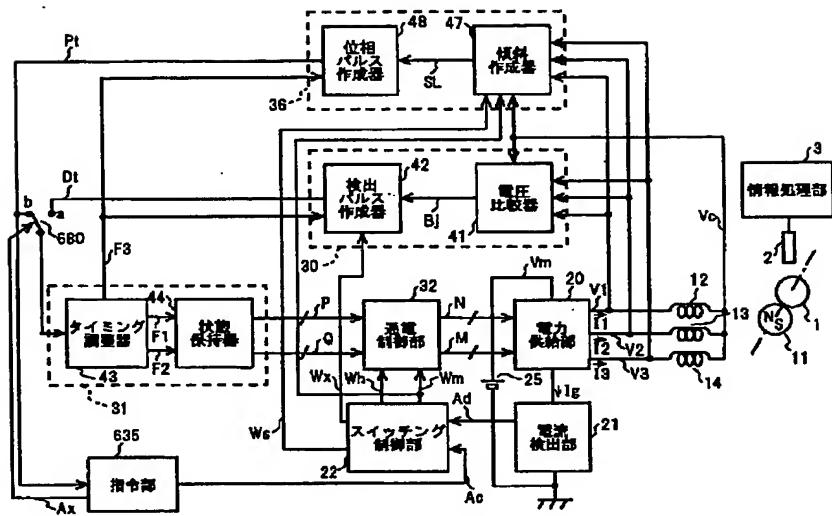
[图27]



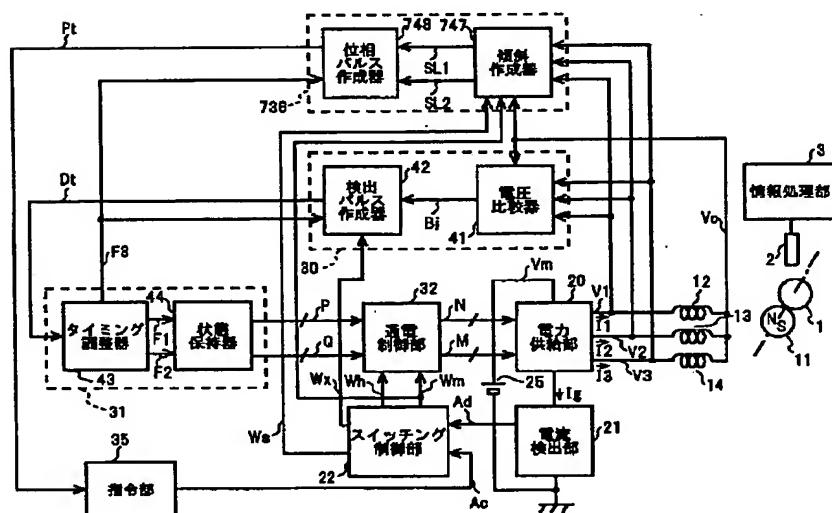
[図28]



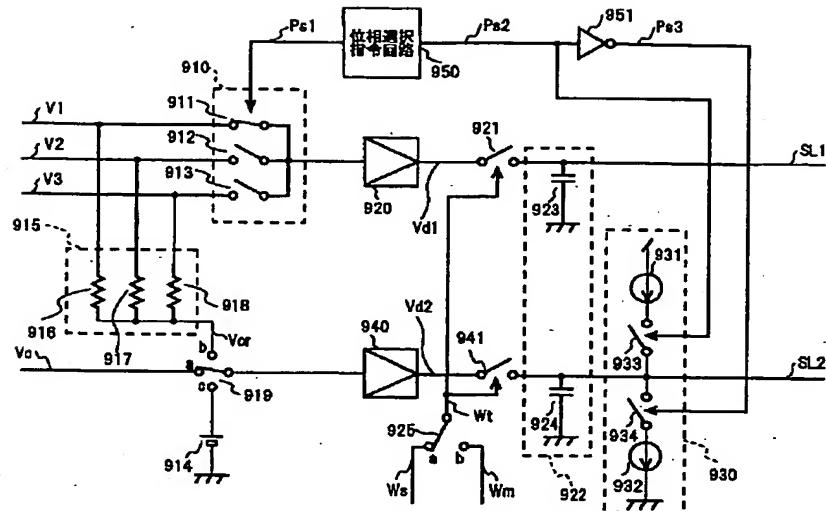
[図29]



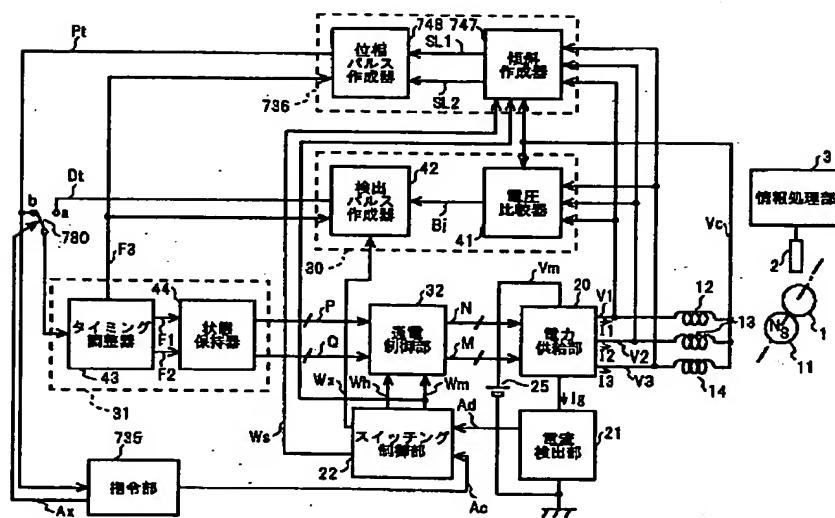
【図30】



【图31】



[図33]



【図35】

